

TESIS MAESTRÍA EN INGENIERÍA

DESARROLLO DE UN RECEPTOR DIGITAL DE COMUNICACIONES ÓPTICAS PARA REDES DE ACCESO DE ALTA CAPACIDAD

Mauricio Tosi
Maestrando

Dr. P. A. Costanzo Caso
Director

Dr. L. A. Bulus Rossini
Co-director

Miembros del Jurado

Dr. S. Hernández (Instituto Balseiro, Centro Atómico Bariloche)
Dr. A. Bruchhausen (Instituto Balseiro, Centro Atómico Bariloche)
Dr. Isidoro Vaquila (INVAP)

Laboratorio de Investigación Aplicada en Telecomunicaciones,
Centro Atómico Bariloche

Instituto Balseiro
Universidad Nacional de Cuyo
Comisión Nacional de Energía Atómica
Argentina

A mi familia

A mis amigxs

A Pipi ♡

Índice de abreviaturas

APSK	Amplitude and Phase-shift Keying
AWGN	Additive White Gaussian Noise
AWG	Arbitrary Waveform Generator
ASE	Amplified Spontaneous Emission
BER	Bit Error Rate
BEP	Bit Error Probability
BPSK	Binary Phase-shift Keying
BW	Bandwidth
CW	Continuous Wave
DD	Detección Directa
DD-MZM	Dual-drive Mach-Zehnder Modulator
DFB	Distributed Feed-back
DPSK	Differential Phase-shift Keying
DSP	Digital Signal Processing
EDFA	Erbium-doped Fiber Amplifier
FA	Filtro Adaptado
FDB	Fotodetector Balanceado
FEC	Forward Error Correction
FO	Fibra Óptica
FPB	Filtro Pasa Bajos
FSO	Free Space Optical
FSR	Free Spectral Range
IL	Insertion Loss
IM-DD	Intensity Modulation with Direct Detection
FWM	Four-wave Mixing
MZI	Mach-Zehnder Interferometer
MZM	Mach-Zehnder Modulator
NRZ	Non-return-to-zero
OOK	On-off Keying
OPM	Optical Power Meter

OSA	Optical Spectrum Analyzer
OSNR	Optical Signal-to-noise Ratio
PDF	Probability Density Function
PIC	Photonic Integrated Circuit
PLC	Planar Lightwave Circuit
PRBS	Pseudo-random Binary Sequence
RF	Radio Frecuencia
ROC	Region Of Convergence
SNR	Signal-to-noise Ratio
SOA	Semiconductor Optical Amplifier
SOI	Silicon-on-insulator
SPM	Self-phase Modulation
TIA	Trans-impedance amplifier
WG	Waveguide
XPM	Cross-phase Modulation

Índice de contenidos

Índice de abreviaturas	v
Índice de contenidos	vii
Índice de figuras	ix
Índice de tablas	xiii
Resumen	xv
Abstract	xvii
1. Introducción	1
1.1. Estructura de la tesis	2
2. Esquema de modulación de fase diferencial óptico	5
2.1. Fundamentos	5
2.1.1. Transmisor	6
2.1.2. Receptor	8
2.2. Desempeño	11
2.3. Comparación con OOK	13
3. Introducción a la problemática	17
3.1. Desbalances en el receptor DPSK	17
3.1.1. Probabilidad de error de bit	20
3.1.2. Penalidad en la SNR	21
3.1.3. Relación entre la potencia recibida y la SNR	23
4. Filtro ecualizador	25
4.1. Filtro Inverso	25
4.2. Filtro ecualizador analógico	26
4.2.1. Análisis de estabilidad	27
4.3. Filtro ecualizador digital	28

4.3.1. Efecto de <i>warping</i>	29
4.4. Comparación de la función de transferencia de los filtros	30
5. Resultados numéricos	33
5.1. Detalles de la simulación	33
5.1.1. Receptor analógico	33
5.1.2. Receptor digital	35
5.2. Verificación resultados numéricos	36
5.3. Filtro ecualizador analógico	37
5.3.1. Penalidad y ganancia	38
5.3.2. Orden del filtro ecualizador	40
5.4. Filtro ecualizador digital	42
5.4.1. Penalidad y ganancia	43
6. Verificación experimental del filtro ecualizador	45
6.1. Método experimental	45
6.2. Estimación de desbalances	47
6.3. Resultados y discusión	50
6.4. Implementación del filtro ecualizador	52
7. Implementación experimental del esquema DPSK óptico	55
7.1. Esquema experimental	55
7.1.1. Láser	55
7.1.2. Modulador Mach-Zender	58
7.1.3. Interferómetro Mach-Zehnder	61
7.2. Resultados y discusión	64
8. Conclusiones	67
8.1. Sobre la tesis	67
8.2. Trabajo a Futuro	70
A. Modulador Mach-Zehnder	73
A.1. Modulación de intensidad	75
A.2. Modulación de fase	76
Bibliografía	81

Índice de figuras

2.1. Esquema del sistema de modulación DPSK.	6
2.2. Esquema del transmisor DPSK.	6
2.3. Estructura del modulador Mach-Zehnder.	7
2.4. Ejemplo de la precodificación y modulación de fase.	8
2.5. Esquema del receptor DPSK.	9
2.6. Campo y potencia óptica instantánea a la salida del MZI y fotocorriente a la salida del FDB.	10
2.7. Variaciones de la señal debido al ruido y densidad de probabilidad de la amplitud para el bit 1 y 0.	11
2.8. Probabilidad de error de bit en función de la SNR para DPSK.	12
2.9. Esquema del sistema de modulación OOK.	13
2.10. Comparación de señales OOK y DPSK.	14
2.11. Comparación de las constelaciones de símbolos para OOK y DPSK.	14
2.12. Probabilidad de error de bit en función de la SNR para DPSK y OOK.	15
3.1. Modelo del fotodetector balanceado con desbalances en la responsividad y desajuste temporal.	18
3.2. Ejemplo de la fotocorriente generada en el FDB: a) sin imperfecciones, b) con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,5T_b$ y c) $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,8T_b$	19
3.3. Comparación de los diagramas de ojo de la señal (sin ruido) a la salida del filtro adaptado. a) receptor ideal, b) receptor real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,5T_b$ y c) receptor real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,8T_b$. <i>pdf</i> de la amplitud en el instante de decisión para los mismos casos (d, e y f respectivamente)	19
3.4. Probabilidad de error de bit versus la SNR para el receptor ideal (curva continua negra) y distintos valores de: a) τ con $K_R = 1$ y b) K_R con $\tau = 0,5T_b$	21
3.5. Penalidad de la SNR para un $\text{BER} = 10^{-4}$ para distintos valores de K_R y τ	21
3.6. Penalidad de la SNR en función a) del retardo τ y b) del parámetro de desbalance K_R	22

3.7. Diagrama en bloques receptor DPSK.	23
3.8. Ganancia de potencia óptica necesaria a la entrada del receptor para obtener $\text{SNR}_{\text{dpsk_ideal}}$ para distintos valores a) del retardo τ y b) del parámetro de desbalance K_R	24
4.1. Diagrama de bloques: implementación del filtro inverso para compensar desbalances del receptor DPSK.	26
4.2. Lugar geométrico de los polos y ceros de $H_a(s)$	28
4.3. Módulo (a) y fase (b) de la función de transferencia del filtro inverso ideal H_i , analógico H_a y digital H_d , para distintos órdenes N de la aproximación. El desbalance en la responsividad es $K_R = 0,9$ y el desajuste temporal es $\tau = 0,5T_b$	30
4.4. Comparación de las propiedades de los filtros ideal, analógico y digital.	31
5.1. a) Diagrama en bloques de la configuración utilizada en las simulaciones del receptor analógico. b) Función de transferencia del filtro pasa bajo de Bessel de orden 5 y frecuencia de corte igual a R_b . c) Respuesta al impulso (arriba) y módulo de la función de transferencia (abajo) del filtro adaptado.	34
5.2. Diagrama en bloques de la configuración utilizada en las simulaciones del receptor digital.	36
5.3. Ejemplo de la señal a la salida del filtro pasa bajo digitalizada con 4 muestras por bit.	36
5.4. Comparación de resultados numéricos (con y sin el FPB) con expresiones analíticas de la BER versus la SNR para el receptor DPSK ideal y con desbalances ($K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6T_b$).	37
5.5. Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor (Rx) ideal y el receptor con real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6T_b$, con y sin la implementación del ecualizador de orden 5.	38
5.6. Penalidad en la SNR para el receptor DPSK, con y sin la implementación del filtro analógico ecualizador H_a con $N = 5$, en función de τ para distintos valores de K_R	39
5.7. Probabilidad de error de bit para el receptor analógico DPSK ideal y real, para valores del retardo igual y mayor al tiempo de bit.	40
5.8. Ganancia del filtro ecualizador analógico H_a con $N = 5$ en función de τ para distintos valores de K_R	40
5.9. Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor (Rx) ideal y el receptor con real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6T_b$, con y sin la implementación ecualizador analógico con distintos ordenes N . A la derecha se muestra una ampliación de las curvas.	41

5.10. Penalidad en la SNR para el receptor DPSK, con y sin la implementación del filtro analógico ecualizador H_a con distintos ordenes N , en función de τ para $K_R = 0,9$	42
5.11. Ganancia del ecualizador analógico para distintos ordenes de la aproximación en función del retardo para $K_R = 0,9$	42
5.12. Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor digital (Rx) ideal y el receptor digital real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, con y sin la implementación del ecualizador digital de orden 5.	43
5.13. Penalidad en la SNR para el receptor digital DPSK, con y sin la implementación del filtro ecualizador digital H_d con $N = 5$, en función de τ para distintos valores de K_R	43
5.14. Ganancia del filtro ecualizador digital de orden 5 en función de τ para distintos valores de K_R	44
6.1. Esquema experimental implementado para estudiar el funcionamiento del filtro ecualizador diseñado.	46
6.2. Fotodetector balanceado. a) vista superior y b) vista inferior.	46
6.3. Señales FDB sin desbalances.	47
6.4. Diagrama en bloques de la etapa de procesamiento para estimar los parámetros de desbalances.	48
6.5. Resultados numéricos de la <i>pdf</i> para señales DPSK: a) ideal, b) con desbalance en amplitud y sin retardo, c) con retardo y sin desbalance de amplitud y d) ambos efectos.	49
6.6. a) <i>pdf</i> y b) <i>cdf</i> , de una señal con desbalances adquirida en el laboratorio.	50
6.7. Comparación del valor estimado del retardo $\hat{\tau}$ con el valor real normalizado con el tiempo de bit.	51
6.8. Diagramas de ojo para una señal adquirida con $\hat{\tau}/T_b = 0,63$ y $\hat{K}_R = 0,88$ antes del FA: a) sin ecualizador, b) filtro ecualizador con $N = 50$ y c) filtro ecualizador con $N = 5$	53
6.9. Diagramas de ojo para una señal adquirida con $\hat{\tau}/T_b = 0,63$ y $\hat{K}_R = 0,88$ a la salida del FA: a) sin ecualizador, b) filtro ecualizador con $N = 50$ y c) filtro ecualizador con $N = 5$	53
7.1. Esquema del enlace DPSK desarrollado en el laboratorio.	56
7.2. Esquema del láser desarrollado en el laboratorio.	56
7.3. Fotografía del láser óptico diseñado.	57
7.4. a) Espectro de ruido ASE del SOA y b) espectro del láser diseñado. Medidos con un analizador de espectro óptico.	57
7.5. Placa del modulador Mach-Zehnder con el circuito de bias.	58

7.6. Potencia óptica a la salida del MZM en función de la tensión continua de alimentación.a) Potencia en mW, b) Potencia de dB. La curva roja corresponde al ajuste de los datos con la ecuación 7.1.	59
7.7. Variación de la fase óptica a la salida del MZM en función de la tensión aplicada.	60
7.8. Fotografía del Interferómetro Mach-Zehnder implementado en el laboratorio.	61
7.9. Esquema experimental para medir el valor del retardo entre las ramas del MZI.	62
7.10. Transferencia de potencia del MZI para un retardo $\tau = 4,6$ ns. La curva negra corresponde al puerto de interferencia destructiva y la curva roja corresponde al puerto de interferencia constructiva.	63
7.11. Potencia a la salida del MZM: a) Modulación de fase DPSK, b) Modulación de intensidad OOK.	64
7.12. Señal DPSK recibida.	65
7.13. Salida del filtro adaptado.	65
A.1. Modulador Mach-Zehnder.	73
A.2. Transferencia de potencia en función de la tensión aplicada en cada brazo del MZM.	75
A.3. Transferencia de potencia en función de la tensión aplicada en cada brazo del MZM.	76

Índice de tablas

4.1. Propiedades de los filtros: ideal, analógico y digital.	31
7.1. Propiedades del láser desarrollado en el laboratorio.	57
7.2. Propiedades del modulador Mach-Zehnder.	59
A.1. Modos de funcionamiento del modulador Mach-Zehnder.	76

Resumen

El desempeño de sistemas modernos de alta capacidad que utilizan la modulación DPSK (*Differential Phase Shift Keying*) se ve comprometido por las imperfecciones que se presentan en la etapa de *front-end* del receptor. En este trabajo se analizó el impacto en el desempeño que genera el desajuste de responsividad y el desbalance temporal en el fotodetector balanceado en términos de la penalidad en la SNR comparando con el sistema DPSK ideal. Para algunos escenarios estas imperfecciones pueden comprometer la ventaja del formato DPSK frente a OOK (*On-Off Keying*). Se demostró que en enlaces de 40 Gb/s con DPSK un retardo de 2 mm de fibra óptica genera una penalidad cercana a 3 dB y por ende el sistema deja de resultar beneficioso en comparación con OOK.

Frente a esta problemática se diseñó un filtro ecualizador, en el dominio analógico y digital, para compensar el efecto de las imperfecciones mencionadas. El mismo fue estudiado en detalle y se verificó su funcionamiento tanto a través de simulaciones numéricas como con pruebas experimentales.

Finalmente se analizó la factibilidad de implementar en el laboratorio el enlace DPSK. Para esto fue necesario el desarrollo y caracterización de las distintas etapas que componen este sistema: láser, MZM, MZI y fotodetector balanceado.

Palabras clave: DPSK, FILTRO ECUALIZADOR

Abstract

Performance in modern, high-capacity passive optical systems with DPSK (Differential Phase Shift Keying) modulation gets compromised by imperfections in the front-end of the receiver. In this work, the impact of the responsivity mismatch and the temporal imbalance in the BPD (balanced photo-detector) were analyzed in terms of the penalty in the SNR. In some scenarios this impairments can compromise the advantage of balanced detection respect to DPSK with single-ended or OOK (On-Off Keying). In 40 Gb/s-DPSK systems a delay of 2 mm in the optical paths degrades the performance around 3 dB therefore OOK is more convenient than DPSK. A digital and analog equalizer were designed and implemented in order to compensate and improve the performance of the system achieving gains higher than 2 dB by equalization.

Keywords: DPSK, EQUALIZER FILTER

Capítulo 1

Introducción

En la actualidad gran parte de la investigación y desarrollo en el área de las comunicaciones ópticas apuntan a aumentar la capacidad y el alcance de los enlaces ya sea por fibra óptica o por el espacio libre. En estos sistemas la información se transmite a través de una portadora óptica la cual es modulada en la intensidad, la fase, la polarización o una combinación de estas. Dependiendo del formato de modulación que se utilice el receptor puede ser implementado mediante detección coherente o no coherente de la señal recibida. Cabe destacar que la forma de detección coherente presenta una situación de mayor complejidad debido a la necesidad de utilizar un oscilador local óptico sincronizado a la portadora recibida para demodular la fase de la señal.

El formato de modulación de fase (PSK, por sus siglas en inglés) es ampliamente utilizado en enlaces ópticos de larga distancia, pero no así en sistemas de mediana o corta distancia debido principalmente a la complejidad y al costo de implementar la detección coherente en el receptor. Para estos casos es preferible utilizar el formato de modulación de fase diferencial (DPSK, por sus siglas en inglés) [1, 2] el cual simplifica la implementación del receptor cuando se utiliza detección diferencial. DPSK es también una alternativa al formato de modulación de intensidad tradicional *on-off keying* (OOK) dado que presenta una mejora de 3 dB en la sensibilidad del receptor (cuando se implementa con detección balanceada) y mayores tolerancias a los efectos que dependen del patrón de intensidad de los pulsos [3].

Uno de los principales desafíos en la implementación de DPSK se encuentra en el diseño de la etapa de demodulación de fase óptica en el *front-end* del receptor. Esta etapa tiene como objetivo convertir la modulación de fase en una señal modulada en intensidad y consiste, típicamente, en un interferómetro con retardo.

Debido al creciente desarrollo en las técnicas de fabricación de dispositivos fotónicos integrados (PIC, por sus siglas en inglés) en los últimos años se renovó el interés en el formato de modulación DPSK por la posibilidad de desarrollar la etapa de demodulación de fase en forma más eficiente. Los PICs presentan gran interés ya que permiten

la implementación de sistemas ópticos complejos, de bajo costo, bajo consumo de potencia y tamaños reducidos [4, 5].

En los inicios del formato de modulación DPSK la etapa de recepción se implementaba con circuitos integrados basados en fibra óptica [6] o FSO (*free space optic*) [7]. Sin embargo, el gran avance en las técnicas de fabricación de circuitos de guías de ondas planas (PLC, por sus siglas en inglés) permitió principalmente reducir los costos en el desarrollo de estos dispositivos además de la posibilidad de producirlos en escala.

Muchos trabajos recientes muestran los avances y la importancia en el desarrollo de la etapa de recepción DPSK, a través del diseño y fabricación de dispositivos integrados basados en SOI como se demuestra en los trabajos [8, 9]. Otra alternativa es utilizar guías de ondas basadas en fosfato de indio (InP) [10] lo cuál permite la integración de bloques activos (como por ejemplo amplificadores ópticos de semiconductor) con bloques pasivos (acopladores, divisores, retardos, etc.) en el mismo circuito integrado [11]. Sin embargo, la posibilidad de integrar los circuitos integrados ópticos con tecnología CMOS, sumado al hecho de que el silicio presenta una gran invariabilidad frente a la polarización [9], hacen de SOI la alternativa más utilizada en el desarrollo de PICs.

Independientemente de la tecnología que se utilice, los dispositivos reales integrados poseen imperfecciones o desajustes con respecto a la implementación ideal, debidos al proceso de fabricación, lo que impacta directamente en el desempeño del sistema. Por este motivo, el uso de ecualizadores que permitan compensar los efectos lineales y no lineales que se producen en el canal, el transmisor y en el receptor del enlace óptico, es esencial. Numerosos trabajos proponen técnicas para mitigar estos efectos y ecualizar la señal, ya sea en el dominio óptico [12, 13] como en el eléctrico [14, 15].

En este trabajo se diseñó un filtro ecualizador con el objetivo de compensar los efectos que producen las imperfecciones en el fotodetector balanceado. En particular se estudiaron los efectos del desbalance temporal entre cada camino del detector diferencial y un desajuste en las responsividades de los fotodiodos. Estas imperfecciones pueden deberse a desviaciones en el proceso de fabricación, degradaciones de los componentes, efectos de la radiación (en el caso de un enlace inter-satelital) [16] o variaciones de temperatura.

1.1. Estructura de la tesis

En este capítulo se presentó el contexto que enmarca este trabajo de maestría, poniéndolo en relación con las discusiones, problemáticas y avances actuales a nivel global y local en el campo de las telecomunicaciones ópticas. En el capítulo 2 se presenta la teoría relevante para comprender el funcionamiento del esquema de modulación de fase diferencial óptico (DPSK), analizando en detalle algunos de los principales bloques que lo componen. Posteriormente se compara este esquema con el formato tradicional

de modulación de intensidad *On-Off Keying* (OOK) el cual continua siendo el más frecuentemente utilizado.

En el capítulo 3 se analiza la implementación del sistema DPSK haciendo foco en la susceptibilidad a imperfecciones que se manifiestan en la etapa de recepción [17, 18]. Puntualmente se trabaja sobre las degradaciones generadas por desajustes tanto de amplitud como temporal en el fotodetector balanceado. Estos efectos son relevantes debido a que comprometen la ventaja en el desempeño del enlace que DPSK presenta frente a OOK.

Frente a esta problemática se plantea en el capítulo 4 una solución para compensar la degradación en el esquema DPSK, mediante la implementación de un filtro ecualizador diseñado a partir de la respuesta inversa del sistema. Atendiendo a la necesidad de poner en funcionamiento el filtro tanto en el dominio digital como en el analógico, se debió desarrollar dos versiones del ecualizador adaptadas a las particularidades de cada caso. La verificación del filtro ecualizador se llevó a cabo mediante dos procesos: simulaciones numéricas y experimentaciones en el laboratorio (los cuales se presentaron en capítulos posteriores).

Las simulaciones numéricas realizadas para el análisis del comportamiento del filtro, fueron discutidas en el capítulo 5. Para ello se utilizaron distintas métricas con el objetivo de comparar el desempeño del sistema DPSK sin compensación, en contraste con los resultados obtenidos al implementar el filtro.

La verificación experimental del filtro se presenta en el capítulo 6. En una primera instancia se generaron señales ópticas DPSK en el laboratorio con valores de desajustes controlados en el fotodetector balanceado. La señal de tensión diferencial a la salida de este dispositivo fue adquirida para una etapa de post-procesamiento en la computadora. Luego, en un segundo momento, y previo a la implementación del filtro, fue necesario desarrollar un algoritmo para estimar los parámetros de desbalances (temporal y de amplitud) a partir de las señales almacenadas. Estos parámetros permitieron diseñar e implementar el filtro adecuado para compensar la distorsión de las señales.

Como parte del trabajo de laboratorio, y a raíz de la dificultad de no contar con un sistema DPSK comercial, se presentó la necesidad de investigar formas de implementación experimental de este sistema de modulación utilizando componentes disponibles. El capítulo 7 presenta los avances realizados en esta línea de investigación para realizar un aporte que sirva como punto de partida para trabajos futuros.

Finalmente en el capítulo 8 se presentan las conclusiones generales de la tesis y se plantean diversas líneas de trabajo que se abren a partir de los avances alcanzados durante el proceso de la maestría.

Capítulo 2

Esquema de modulación de fase diferencial óptico

El formato de modulación de fase BPSK (por sus siglas en inglés de *Binary Phase Shift Keying*) es ampliamente utilizado en enlaces ópticos de transporte de larga distancia. Sin embargo, debido a la complejidad y al costo que presenta la implementación de sistemas coherentes, no es un formato muy popular en enlaces de media o corta distancia. Una alternativa para estos casos es utilizar el esquema de modulación de fase diferencial DPSK (siglas en inglés de *Differential Phase Shift Keying*) [1, 2, 19] que permite realizar la detección utilizando un receptor no coherente, es decir, no es necesaria la presencia de una portadora óptica sincronizada para llevar a cabo la demodulación de la señal. DPSK es también un opción al formato de modulación tradicional *On-Off Keying* (OOK) debido a una ventaja de 3 dB en el desempeño del receptor y una mayor tolerancia a los efectos no lineales que dependen de la variación de intensidad de los pulsos (SPM, XPM y FWM) [3].

En este capítulo se presenta la teoría sobre DPSK analizando los bloques fundamentales que componen este sistema y se compara con otros esquemas de modulación conocidos.

2.1. Fundamentos

El formato de modulación DPSK consiste en transmitir la información binaria en los cambios de fase de la portadora óptica, de forma tal que un cambio de 180° entre dos bits consecutivos implica un ‘1’ lógico mientras que un ‘0’ lógico se representa sin cambios en la fase de la portadora. De esta manera en el receptor no es necesario utilizar un láser local sincronizado a la portadora para recuperar la información transmitida. Sin embargo, la implementación de una etapa de demodulación de fase es necesaria con el fin de transformar la señal DPSK modulada en la fase en una modulada en intensidad

para luego ser detectada con fotodiodos (IM/DD, del inglés, *Intensity Modulation with Direct Detection*).

En la figura 2.1 se muestra un esquema típico de un enlace DPSK óptico con los bloques fundamentales que componen las etapas de transmisión y recepción. Si bien el canal físico está ilustrado en la figura como un enlace de fibra óptica, dependiendo de la aplicación, el canal puede ser un medio físico como la fibra o bien el espacio libre (FSO, del inglés, *Free space optical*) en el caso de comunicaciones inalámbricas o satelitales.

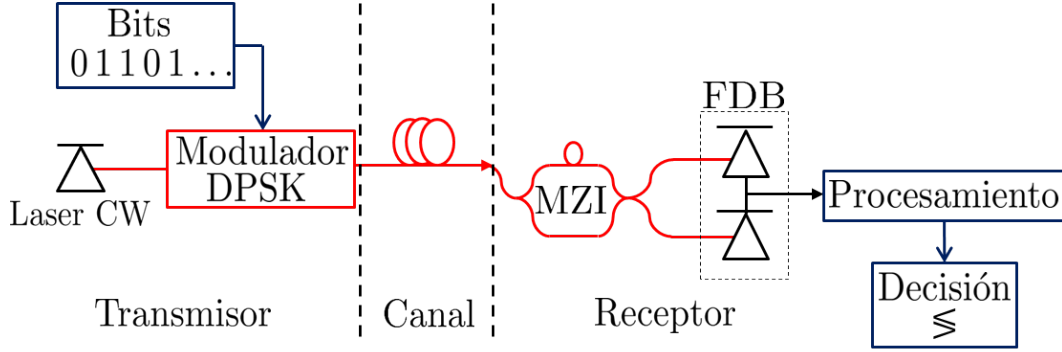


Figura 2.1: Esquema del sistema de modulación DPSK.

2.1.1. Transmisor

En la figura 2.2 se muestra en detalle un esquema típico del transmisor DPSK. Este consiste en un láser de onda continua (CW, del inglés, *continuous wave*) el cual es modulado externamente por un modulador Mach-Zehnder (MZM, por sus siglas en inglés) dual el cual funciona en un modo conocido como *push-pull* utilizado para modular la fase de la portadora.

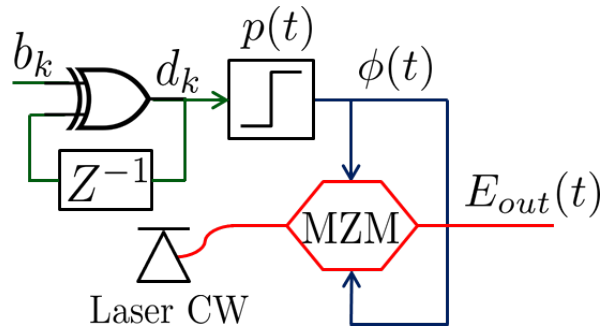


Figura 2.2: Esquema del transmisor DPSK.

Este dispositivo óptico, encargado de modular la portadora óptica, presenta una estructura como la que se muestra en la figura 2.3. Su funcionamiento, similar al de un interferómetro, se basa en separar la señal de entrada en dos caminos y luego, a través de señales de tensión eléctrica externas, aplicadas a cada brazo independientemente (propiedad dual del MZM), se introduce un desplazamiento de fase relativo entre las

señales ópticas que viajan por cada brazo. Estos campos interfieren en un acoplador a la salida del modulador generando la señal deseada.

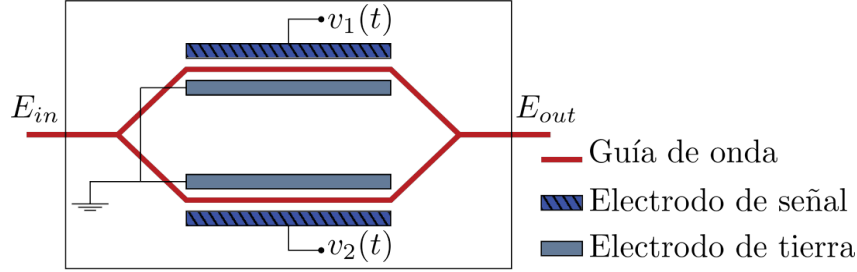


Figura 2.3: Estructura del modulador Mach-Zehnder.

Para lograr que el MZM funcione como un modulador de fase, dejando la intensidad constante a la salida, la interferencia entre cada rama del modulador tiene que ser constructiva. Esto implica necesariamente que $v_1(t) = v_2(t)$, este modo de funcionamiento se conoce como *push-push*. Luego, la fase se modula a través de la tensión eléctrica aplicada a cada rama, y se puede demostrar que la variación de la fase Φ_{MZM} en función de la tensión $v(t)$ está dada por

$$\Phi_{MZM}(t) = \pi \frac{v(t)}{V_\pi} + \theta, \quad (2.1)$$

donde θ es una fase constante y V_π es un parámetro del modulador el cual corresponde a la tensión necesaria para lograr un desfase de 180° en ambos caminos y depende de la geometría del modulador, la longitud de onda de la portadora y el índice de refracción las guías de onda.

Con el objetivo de representar los cambios en la secuencia de bits en la fase de la portadora, se precodifica la secuencia $\{b_k\}$ generando una nueva secuencia $\{d_k\}$ siguiendo la siguiente regla

$$d_k = b_k \oplus d_{k-1}, \quad (2.2)$$

donde \oplus es la operación lógica XOR (ó OR exclusiva). Esta secuencia se utiliza para controlar el MZM, obteniendo a la salida del modulador el campo eléctrico modulado en la fase. Escrito en su forma compleja, la salida del modulador está dada por

$$E_{out}(t) = \sqrt{P_0} \exp \{j(\omega_c t + \phi(t) + \theta_c)\}, \quad (2.3)$$

donde P_0 , ω_c y θ_c son la potencia, la frecuencia y la fase inicial del láser, respectivamente. El término de fase $\phi(t)$ representa la modulación DPSK y depende de la forma de los pulsos $p(t)$, típicamente NRZ (*non-return zero*), y se puede escribir como

$$\phi(t) = \pi \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k p(t - kT_b) . \quad (2.4)$$

Finalmente, la señal a la salida del modulador posee intensidad constante (igual a la intensidad del láser) y lleva la información de la secuencia de bits en la fase. En la figura 2.4 se muestran ejemplos de las señales relevantes en la etapa de transmisión del enlace DPSK: en 2.4a la secuencia de bits $\{b_k\}$ y en 2.4b la secuencia resultante de la precodificación $\{d_k\}$. En la figura 2.4c se muestra la componente real del campo y en rojo la potencia instantánea a la salida del MZM (para observar el efecto de la modulación de fase se utilizó una frecuencia de portadora del doble de la tasa de bit).

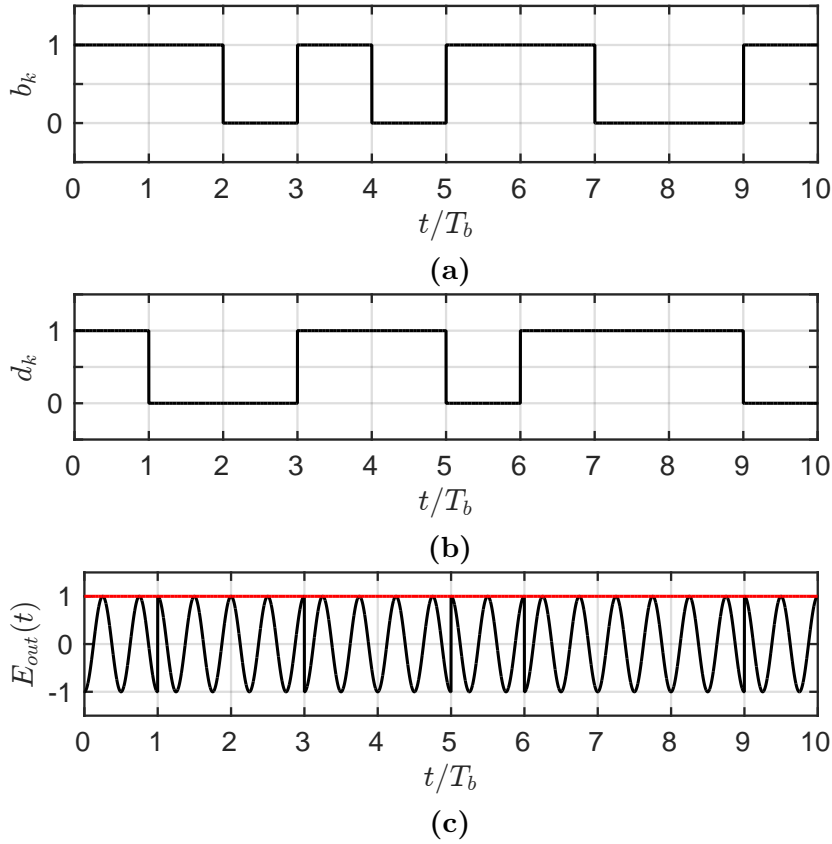


Figura 2.4: a) Secuencia de bits $\{b_k\}$, b) Secuencia precodificada $\{d_k\}$ y c) Señal óptica modulada en la fase.

2.1.2. Receptor

En la figura 2.5 se muestran los componentes principales que componen el receptor diferencial DPSK. Este se puede dividir en tres etapas. En primer lugar se encuentra la demodulación de fase encargada de convertir la señal de entrada DPSK modulada en la fase en una señal modulada en intensidad.

Una de las soluciones más comunes para lograr esto es el interferómetro Mach-Zehnder (MZI, por sus siglas en inglés). Este dispositivo óptico es responsable, no

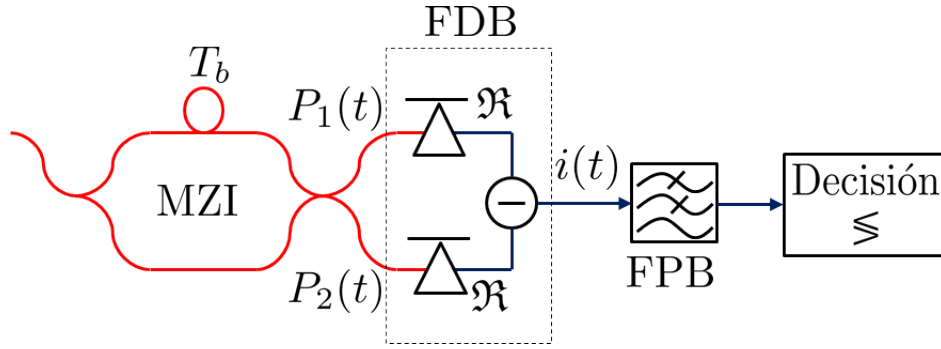


Figura 2.5: Esquema del receptor DPSK.

solo de la demodulación de fase, sino también permite recuperar la secuencia binaria original $\{b_k\}$ a través de la interferencia entre la señal de entrada y la misma retrasada un tiempo de bit (T_b). Como resultado las potencias instantáneas a la salida de los dos puertos del MZI (puerto de interferencia constructiva e interferencia destructiva) están dadas por

$$P_1(t) = 0,5P_0 [1 - \cos(\Delta\phi(t))] \quad (2.5)$$

$$P_2(t) = 0,5P_0 [1 + \cos(\Delta\phi(t))] , \quad (2.6)$$

respectivamente, donde $\Delta\phi(t)$ es la fase diferencial entre dos bits consecutivos definida como

$$\Delta\phi(t) = \phi(t - T_b) - \phi(t) . \quad (2.7)$$

Se puede demostrar que ambas ecuaciones, ec.(2.5) y ec.(2.6), se pueden escribir en términos de la secuencia de bits transmitida resultando

$$P_1(t) = P_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_b) \quad (2.8)$$

$$P_2(t) = P_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} (1 - b_k) p(t - kT_b) . \quad (2.9)$$

La segunda etapa consiste en realizar la conversión al dominio eléctrico de las señales a la salida del MZI. Como se observa en las ecuaciones de la potencia, tanto P_1 (ec.(2.8)) como P_2 (ec.(2.9)) pueden ser utilizadas para recuperar la secuencia $\{b_k\}$. Combinar ambas en un fotodetector balanceado (FDB), como se muestra en la figura 2.5, permite aprovechar el máximo de la potencia disponible y lograr un mejor desempeño en el receptor. La corriente diferencial a la salida del FDB está dada por

$$i(t) = \Re [P_1(t) - P_2(t)] , \quad (2.10)$$

donde \Re es la responsividad de ambos fotodiodos, los cuales idealmente son iguales. Reemplazando ec.(2.8) y ec.(2.9) se obtiene

$$i(t) = \Re P_0 \sum_{k=-\infty}^{\infty} (2b_k - 1)p(t - kT_b) . \quad (2.11)$$

La corriente a la salida es una señal bipolar con la forma de los pulsos $p(t)$ y con amplitud igual a $\pm \Re P_0$, dependiente del valor de b_k .

Finalmente, la última etapa de la recepción esta formada principalmente por el filtrado y procesamiento, ya sea digital o analógico, de la señal eléctrica con el objetivo de sincronizar, ecualizar y recuperar la secuencia digital transmitida.

En la figura 2.6 se muestran ejemplos de algunas de las señales mencionadas a lo largo de la etapa de detección DPSK: en 2.6a se muestra el campo a la salida del puerto de interferencia constructiva del MZI y en rojo la potencia instantánea, en 2.6b se muestra la salida del puerto de interferencia destructiva y en 2.6c la fotocorriente resultante a la salida del FDB.

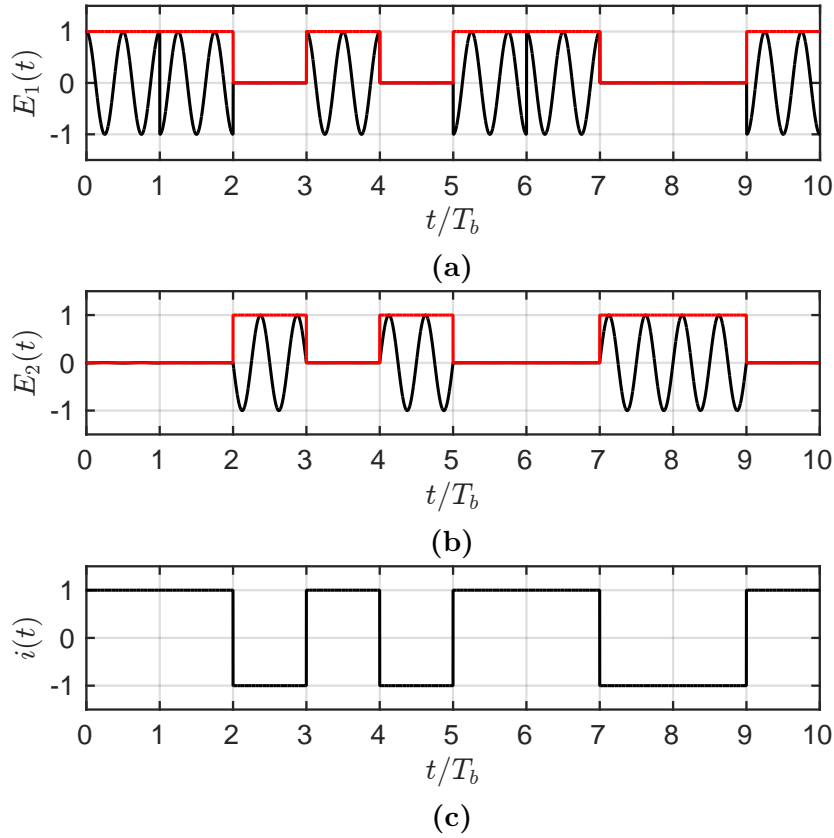


Figura 2.6: Campo y potencia óptica instantánea a la salida del MZI a) en el puerto 1 b) puerto 2. c) Fotocorriente a la salida del FDB.

2.2. Desempeño

Para estudiar el desempeño del esquema de modulación DPSK se hará la suposición de que el ruido más relevante en el sistema es el ruido que se introduce en la etapa de fotodetección, es decir, ruido *shot* y ruido térmico. Por lo tanto, se modelaron las fluctuaciones de la fotocorriente como ruido blanco, aditivo y gaussiano (AWGN, por sus siglas en inglés).

Como métrica para medir el desempeño del sistema se utilizó la tasa (o probabilidad) de error de bit (BER, por sus siglas en inglés) definida como

$$\text{BER} = p(1)P(0|1) + p(0)P(1|0) , \quad (2.12)$$

donde $p(1)$ y $p(0)$ son las probabilidades de recibir un bit 1 ó 0, respectivamente, $P(0|1)$ es la probabilidad de detectar un 0 cuando fue transmitido un 1 y $P(1|0)$ es la probabilidad de detectar un 1 cuando se recibe un 0.

En la figura 2.7 se muestra la señal de corriente recibida con las fluctuaciones debidas al ruido gaussiano, a la derecha se muestra la función de densidad de probabilidad (pdf, por sus siglas en inglés), donde se distinguen los valores medios de corriente I_1 y I_0 que corresponden a los bits 1 y 0, respectivamente. La línea horizontal entre I_1 y I_0 corresponde al nivel de umbral en el instante de decisión. Por encima de este valor, se detectará un 1 lógico mientras que por debajo se detecta un 0.

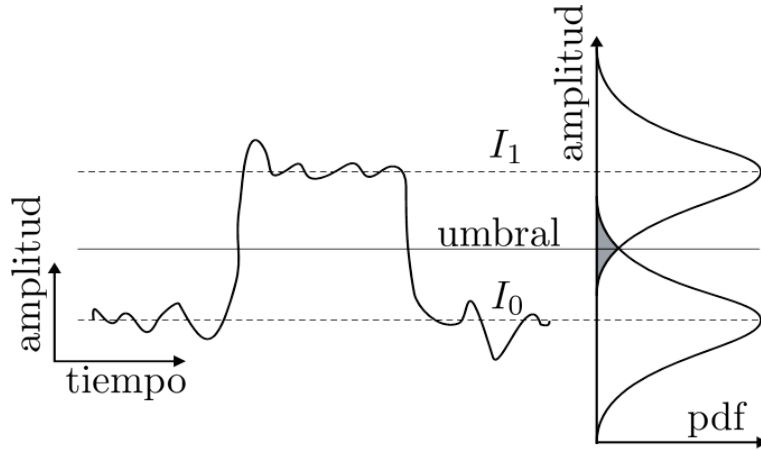


Figura 2.7: Variaciones de la señal debido al ruido y densidad de probabilidad de la amplitud para el bit 1 y 0. La región sombreada representa la probabilidad de error de bit.

Teniendo en cuenta que σ^2 es la varianza del ruido gaussiano, tanto cuando se transmite un 1 como para un 0, las probabilidades condicionales se pueden escribir como

$$P(0|1) = P(1|0) = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{I}{\sigma\sqrt{2}} \right) , \quad (2.13)$$

donde se consideró que $I_1 = -I_0 = I$ dado que la fotocorriente generada en el FDB (ec.(2.11)) es bipolar con igual amplitud para el 1 y el 0. Debido a que la varianza del ruido es igual para ambos casos el umbral de detección es igual a cero (valor medio entre I_1 y I_0).

Finalmente, como los bits 1 y 0 son equiprobables, la probabilidad de error de bit para sistemas DPSK resulta

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\Re P_0}{\sigma \sqrt{2}} \right), \quad (2.14)$$

donde se hizo la sustitución $I = \Re P_0$.

Es de interés para el análisis del desempeño del sistema expresar la probabilidad de error de bit en términos de la SNR de la señal, la cual por definición está dada por

$$\text{SNR} = \frac{\langle i^2(t) \rangle}{\sigma^2} = \frac{(\Re P_0)^2}{\sigma^2}. \quad (2.15)$$

Por lo tanto, se puede demostrar, al sustituir la ecuación (2.15) en la ecuación (2.14) que la probabilidad de error de bit, en términos de la SNR, para sistemas DPSK con ruido AWGN es igual a

$$\text{BER} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right). \quad (2.16)$$

En la figura 2.8 se muestra la curva analítica de la probabilidad de error de bit en función de la SNR para DPSK.

Expresar el desempeño del sistema en términos de la relación señal-ruido permite independizar el mismo de la tasa de bit R_b y la distancia del enlace. Estos factores aparecen en la dependencia de la varianza de ruido con el ancho de banda de la señal, y en la potencia recibida en el receptor, respectivamente.

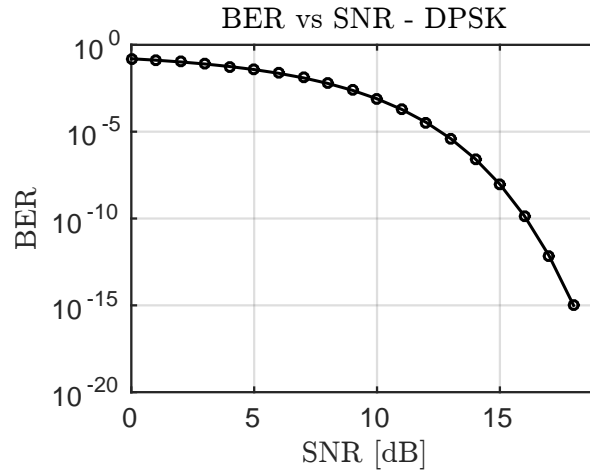


Figura 2.8: Probabilidad de error de bit en función de la SNR para DPSK (ec.(2.16)).

2.3. Comparación con OOK

Resulta de interés comparar el esquema de modulación DPSK (no coherente) con el formato tradición de modulación de intensidad OOK, debido a que el primero surge como una alternativa no coherente a través de la cual se puede lograr una mejora en el desempeño del enlace.

En la figura 2.9 se muestra un esquema de los bloques que componen el sistema de modulación OOK. En la práctica, al igual que en DPSK, la etapa de modulación también puede implementarse con un MZM funcionando como modulador de intensidad, por lo tanto, la diferencia sustancial entre ambos formatos se encuentra en el receptor. En el caso de OOK la detección se lleva a cabo directamente con un único fotodiodo lo que simplifica la implementación con respecto a DPSK.

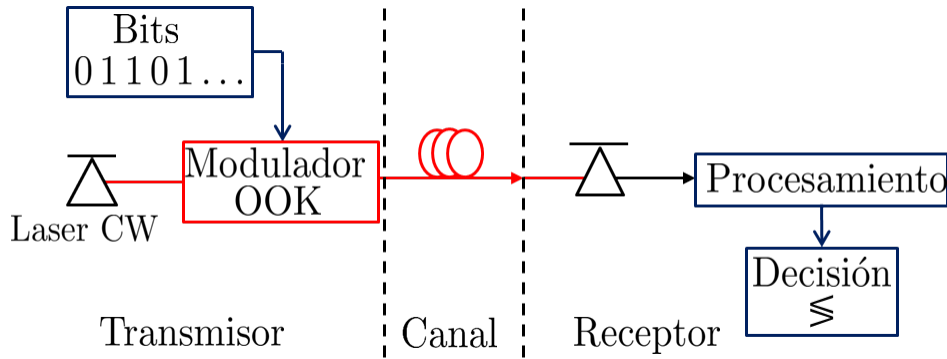


Figura 2.9: Esquema del sistema de modulación OOK.

Para una secuencia de bits $\{b_k\}$, la portadora óptica modulada en intensidad (OOK) está dada por

$$E_{ook}(t) = \sqrt{P_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_b) \exp \{j(\omega_c t + \theta_c)\} , \quad (2.17)$$

donde P_0 , ω_c y θ_c son la potencia, la frecuencia y la fase inicial del láser, respectivamente y $p(t)$ es la forma de los pulsos de duración igual al tiempo de bit T_b . Luego, la fotocorriente generada en el detector es igual a

$$i_{ook}(t) = \Re \sqrt{P_0} \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p(t - kT_b) . \quad (2.18)$$

En la figura 2.10 se muestra una comparación de la forma de las señales entre OOK y DPSK. En a) y b) se presenta la secuencia de bits b_k y la secuencia precodificada d_k , respectivamente. La primera se utiliza para modular la intensidad de la portadora óptica en el caso de OOK (figura c) mientras que la segunda controla la modulación de fase diferencial DPSK (figura d). Las fotocorrientes generadas en cada esquema de modulación se muestran en las figuras e (OOK) y f (DPSK). Como puede verse,

en DPSK la corriente generada, para la misma potencia óptica P_0 , tiene el doble de amplitud pico a pico, por lo tanto, es de esperar que el desempeño del enlace DPSK sea mejor que OOK.

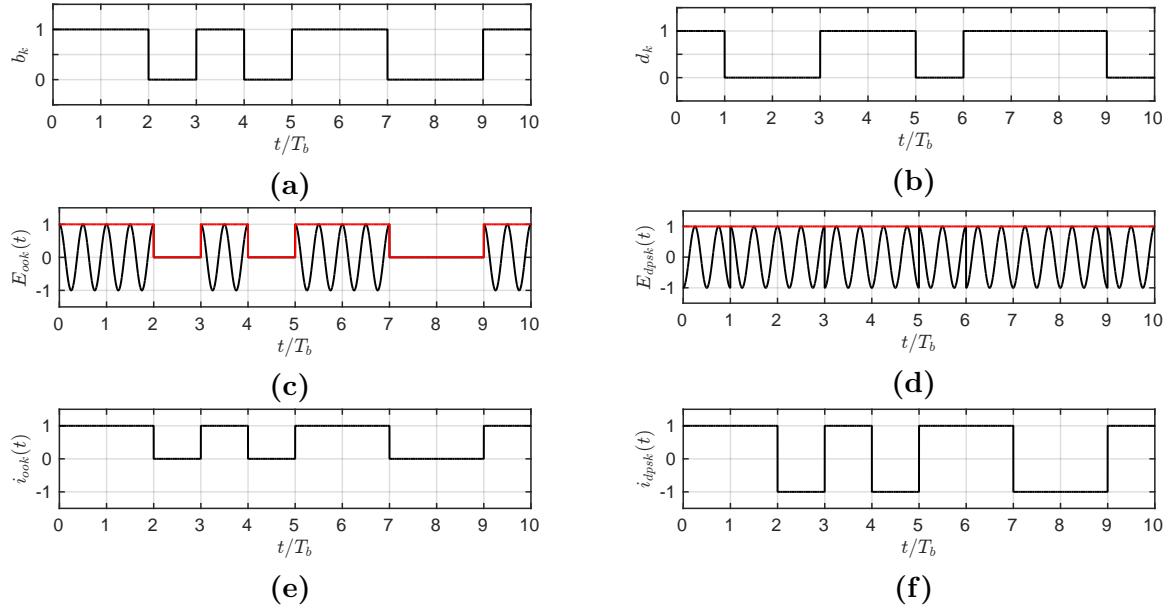


Figura 2.10: Comparación de señales OOK y DPSK.

Otra forma de comparar ambos sistemas es observando las constelaciones de símbolos en cada caso, estas se muestran en la figura 2.11. Para la misma potencia óptica a la entrada, se puede ver que la potencia eléctrica media es el doble en DPSK y por lo tanto, para la misma desviación estándar de ruido, la SNR también se comporta de la misma manera.

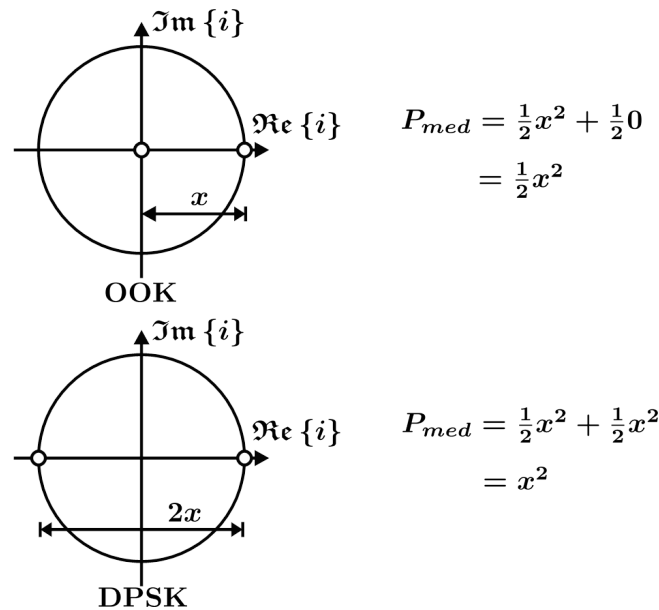


Figura 2.11: Comparación de las constelaciones de símbolos para OOK y DPSK.

Se puede demostrar que la probabilidad de error de bit para sistemas OOK esta dada por

$$\text{BER}_{\text{ook}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\Re P_0}{2\sqrt{2}\sigma} \right), \quad (2.19)$$

donde \Re es la responsividad del fotodiodo y P_0 es la potencia óptica correspondiente al bit 1. Considerando que la SNR de la señal para OOK se puede escribir como

$$\text{SNR}_{\text{ook}} = \frac{(\Re P_0)^2}{2\sigma^2}, \quad (2.20)$$

la BER en función de la SNR es igual a

$$\text{BER}_{\text{ook}} = \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{\text{SNR}}}{2} \right). \quad (2.21)$$

Finalmente comparando la probabilidad de error de bit para sistemas DPSK (ecuación (2.16)) y para sistemas OOK (ecuación (2.21)) se puede ver que en términos de la SNR, el formato de modulación de fase diferencial requiere 3 dB menos SNR para obtener el mismo desempeño que OOK. En la figura 2.12 se muestran las curvas de BER versus SNR para ambos esquemas.

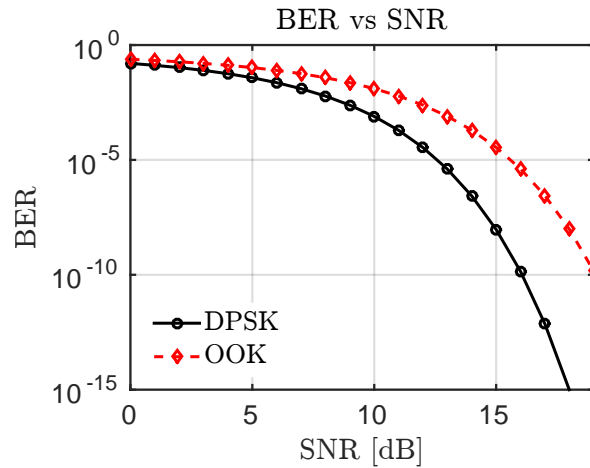


Figura 2.12: Probabilidad de error de bit en función de la SNR para DPSK (ec.(2.16)) (curva continua negra) y OOK (ec.(2.21)) (curva de trazos roja).

En términos de la distancia del enlace, DPSK puede alcanzar una longitud de aproximadamente 14 km¹ más que OOK y tener la misma probabilidad de error de bit, gracias a los 3 dB de ganancia entre ambos esquemas de modulación. Esta distancia es significativa en enlaces de fibra óptica ya que permite ahorrar costos en la implementación del sistema.

¹Considerando un canal de fibra óptica con atenuación igual a $\alpha = 0,22$ dB/km.

Capítulo 3

Introducción a la problemática

La implementación del detector balanceado y su integración con la etapa previa del receptor óptico DPSK, puede traer aparejado una degradación en el desempeño completo del receptor debido a imperfecciones o desbalances no deseados entre los fotodiodos. En este capítulo se analiza esta problemática estudiando el efecto del desbalance entre la responsividad de los fotodiodos y un retardo o desajuste temporal entre ellos.

3.1. Desbalances en el receptor DPSK

La etapa de fotodetección balanceada es un paso importante en la implementación del *front-end* del receptor óptico DPSK. Es la encargada de detectar las dos salidas ópticas del interferómetro Mach-Zehnder (MZI) y generar una señal eléctrica de corriente diferencial. Para que el funcionamiento del receptor sea el ideal ambos fotodiodos que componen el fotodetector balanceado (FDB) tiene que ser idénticos (en responsividad y respuesta en RF) además de que las señales generadas tienen que estar perfectamente alineadas en el tiempo. En la práctica es imposible lograr las condiciones ideales y las imperfecciones presentes en el FDB repercuten directamente en el desempeño del todo el sistema.

En la figura 3.1 se muestra el modelo del fotodetector balanceado considerando dos tipos de desbalances, el primero consiste en un desajuste entre las responsividades de los fotodiodos y el segundo es un desbalance temporal τ entre las fotocorrientes generadas por cada fotodiodo. Este último puede ser de origen óptico (diferencia de longitud en la fibra óptica o guías de onda de silicio) o eléctrico (diferencia de camino en el circuito del FDB, TIA o componentes de RF). En general, las variaciones en las dimensiones físicas de la fibra óptica o guías de ondas son el efecto que más contribuye al retardo entre cada camino.

El desbalance de amplitud entre los fotodiodos se modelará utilizando un parámetro de desajuste definido como $K_R = \Re_1/\Re_2$. Por convención, este parámetro satisface que

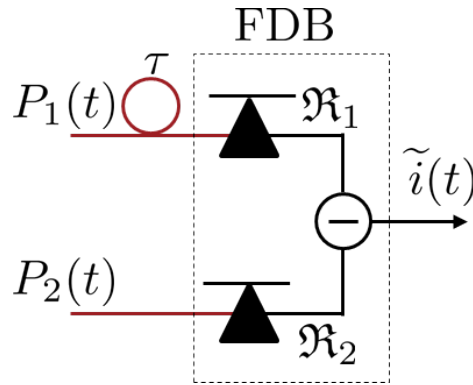


Figura 3.1: Modelo del fotodetector balanceado con desbalances en la responsividad y desajuste temporal.

$0 \leq K_R \leq 1$, siendo igual a uno en el caso del receptor ideal e igual a cero cuando los fotodiodos están totalmente desbalanceados, lo que resulta equivalente al receptor con detección simple (*single-ended*).

Se puede probar que la corriente diferencial a la salida del FDB está dada por

$$\tilde{i}(t) = \Re [K_R P_1(t - \tau) - P_2(t)] . \quad (3.1)$$

Esta señal tiene un nivel de continua que depende del valor del parámetro de desbalance y está dado por $I_{DC} = \Re(1 - K_R)P_0$. En el futuro I_{DC} será despreciado en el análisis debido a que en la práctica se implementa un filtro encargado de eliminar esta componente independientemente del valor de K_R . Cabe destacar que en condiciones donde $\mathfrak{R}_1 > \mathfrak{R}_2$ se puede proceder de la misma manera definiendo el parámetro de desbalance como $K'_R = \mathfrak{R}_2/\mathfrak{R}_1$. En la figura 3.2 se muestran ejemplos de la fotocorriente generada en el FDB, 3.2a sin imperfecciones, 3.2b con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,5T_b$, y 3.2c con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,8T_b$.

En la figura 3.3 se muestran los diagramas de ojos a la salida del filtro adaptado cuando se detectan señales con modulación DPSK con detección balanceada. La salida del receptor ideal se muestra en 3.3a mientras que dos escenarios de desbalances, ambos con $K_R = 0,9$, se muestran en 3.3b y 3.3c, considerando $\tau = 0,5T_b$ y $\tau = 0,8T_b$, respectivamente. En las figuras 3.3d, 3.3e y 3.3f se muestran, para cada uno de los casos mencionados anteriormente, la función de distribución de probabilidad (*pdf*) de la amplitud en el instante de decisión con ruido gaussiano, indicado con una línea de trazos roja sobre los diagramas de ojo. Se puede ver que a medida que los desbalances en el FDB crecen, como consecuencia, la apertura del ojo disminuye y por lo tanto se puede inferir un peor desempeño del sistema. En la *pdf* de la señal ideal (3.3d) se observa la presencia de distintos niveles de amplitud que aparecen por el efecto del filtro pasa bajo y filtro adaptado. Cuando los desbalances aumentan (3.3e y 3.3f) estos niveles se aproximan al umbral de decisión y por lo tanto aumenta el BER.

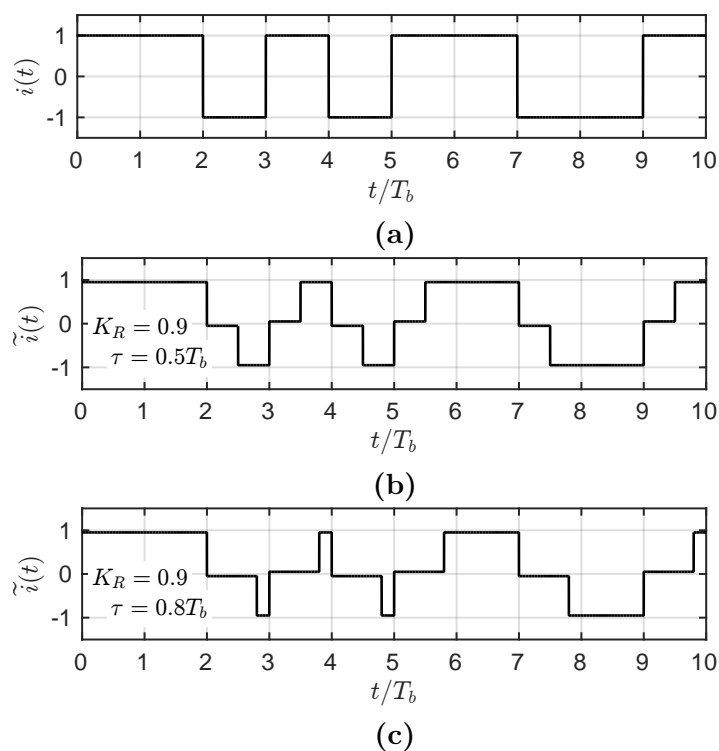


Figura 3.2: Ejemplo de la fotocorriente generada en el FDB: a) sin imperfecciones, b) con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,5T_b$ y c) $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,8T_b$.

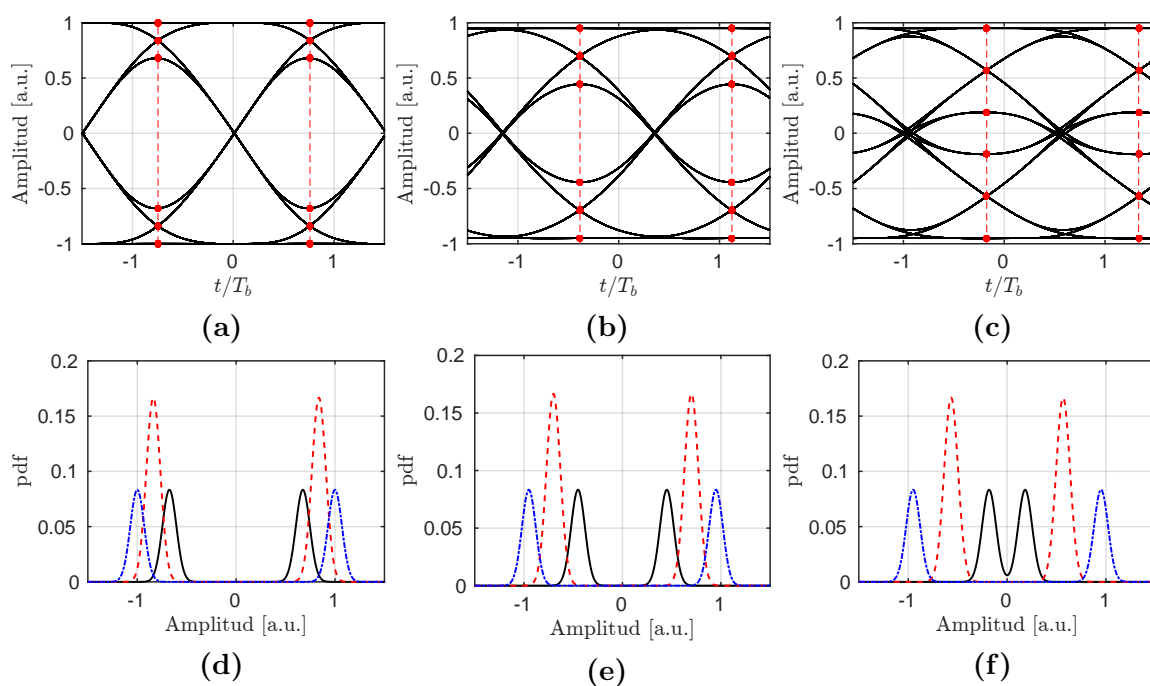


Figura 3.3: Comparación de los diagramas de ojo de la señal (sin ruido) a la salida del filtro adaptado. a) receptor ideal, b) receptor real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,5T_b$ y c) receptor real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,8T_b$. pdf de la amplitud en el instante de decisión para los mismos casos (d, e y f respectivamente)

3.1.1. Probabilidad de error de bit

Estudiando el problema analíticamente, se puede llegar a una expresión aproximada de la probabilidad de error de bit en función de la SNR para el receptor con las imperfecciones propuestas. Estos resultados luego se compararan con la expresión conocida de la probabilidad de error de bit del receptor DPSK ideal. Estas expresiones están dadas por

$$\text{BER}_{\text{ideal}} = 0,5 \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\text{SNR}}{2}} \right\} , \quad (3.2)$$

$$\text{BER}_{\text{real}} = 0,25 \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\text{SNR}}{c_3}} c_1 \right\} + 0,25 \operatorname{erfc} \left\{ \sqrt{\frac{\text{SNR}}{c_3}} c_2 \right\} , \quad (3.3)$$

donde los coeficientes c_1 , c_2 y c_3 tienen en cuenta el efecto de los desbalances y dependen de los valores del retardo τ y del parámetro K_R de la siguiente manera

$$c_1 = K_R + 1 , \quad (3.4)$$

$$c_2 = \left(1 - \frac{\tau}{T_b} \right) (1 + K_R) + \frac{\tau}{T_b} (1 - K_R) , \quad (3.5)$$

$$c_3 = \left(2 - \frac{\tau}{T_b} \right) (1 + K_R)^2 + \frac{\tau}{T_b} (1 - K_R)^2 . \quad (3.6)$$

Se puede ver que la ecuación (3.3) se reduce a la expresión ideal (ec. (3.2)) cuando $K_R = 1$ y $\tau = 0$, es decir $c_1 = c_2 = 2$ y $c_3 = 8$. Estos valores corresponden al receptor sin desbalances. En la figura 3.4 se muestran las curvas analíticas de la probabilidad de error en función de la SNR para el receptor DPSK. Se muestran los resultados obtenidos para distintos valores de τ con $K_R = 1$ (Fig.3.4a) y para distintos valores de K_R con $\tau = 0,5T_b$ (Fig.3.4b).

Se observa que al aumentar el valor del retardo entre las entradas del par de fotodiodos el desempeño del sistema empeora rápidamente, es decir, se requiere mayor relación señal-ruido para obtener la misma probabilidad de error en el receptor. En el caso del desbalance de responsividad se puede ver que, para un dado valor del retardo, el desempeño del receptor mejora al aumentar el desbalance. Este resultado, si bien resulta llamativo, es consistente ya que el efecto que se produce al tener una diferencia de camino entre cada detector se mitiga en parte al desbalancear la amplitud entre cada uno. El caso extremo sucede cuando $K_R = 0$. En esta condición uno de los fotodiodos se encuentra fuera de servicio y se lleva a cabo la detección simple (*single-ended*) en la cual el efecto del retardo no tiene ninguna implicancia en el desempeño del receptor.

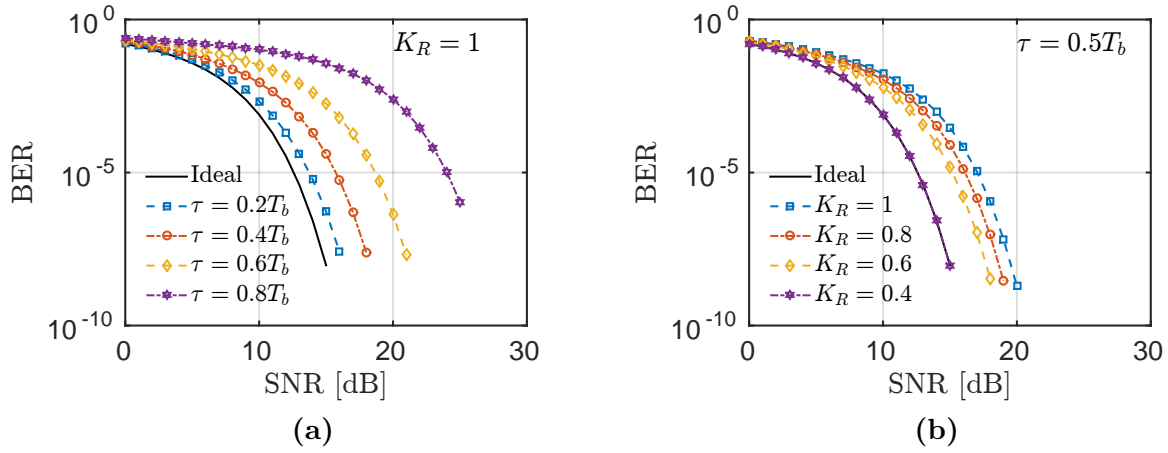


Figura 3.4: Probabilidad de error de bit versus la SNR para el receptor ideal (curva continua negra) y distintos valores de: a) τ con $K_R = 1$ y b) K_R con $\tau = 0,5T_b$.

3.1.2. Penalidad en la SNR

Utilizando las curvas obtenidas de BER versus SNR, se puede estudiar la penalidad en la SNR para una dada probabilidad de error. Esta magnitud se calcula como

$$\delta[\text{dB}] = \text{SNR}_{\text{real}}[\text{dB}] - \text{SNR}_{\text{ideal}}[\text{dB}] , \quad (3.7)$$

y resulta una medida para cuantificar cuánto se degrada el desempeño del receptor en presencia de las imperfecciones. En la figura 3.5 se muestran una familia de curvas de contorno para la penalidad de la SNR para diferentes escenarios de desajuste de la responsividad y desbalance temporal, representados en el eje horizontal y eje vertical respectivamente.

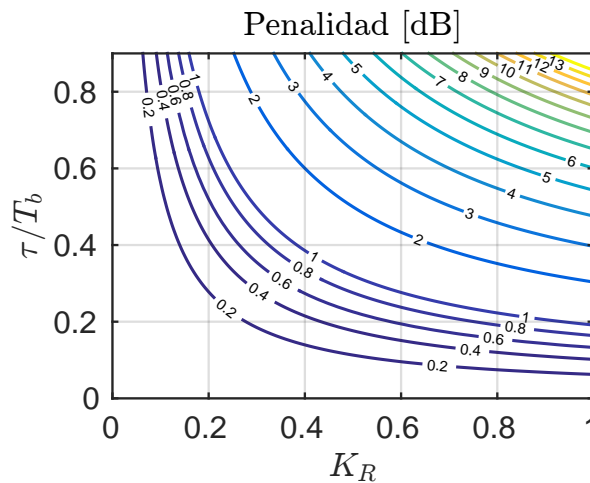


Figura 3.5: Penalidad de la SNR para un $\text{BER} = 10^{-4}$ para distintos valores de K_R y τ .

En la figura se puede apreciar la curva de contorno correspondiente a una penalidad igual a 3 dB. Esta curva teórica resulta importante ya que, por encima de la misma, el desempeño del receptor DPSK es peor que el del receptor OOK, y por lo tanto,

establece un límite a partir del cual la implementación del sistema DPSK no se justifica, debido a las imperfecciones del receptor. En la figura 3.6 se muestran las curvas correspondientes a la penalidad en función del retardo y del desbalance de responsividad (Fig.3.6a y Fig.3.6b respectivamente). En ambas figuras se muestra el límite de $\delta = 3$ dB representado por la línea de trazos verde horizontal. Considerando el caso en el cual no hay desbalance de responsividad ($K_R = 1$) vemos que el límite de penalidad se alcanza para un retardo $\tau/T_b = 0,4$. Esto implica una diferencia de camino óptico de 2 mm en caminos de fibra óptica o bien, 0,7 mm en guías de ondas basadas en SOI, a una tasa de transmisión de 40 Gb/s¹.

En la figura 3.6a se observa un rápido crecimiento de la penalidad a medida que aumenta el valor del retardo alcanzando valores muy por encima de $\delta = 3$ dB. Cabe destacar que un retardo de $\tau = T_b$ implicaría una condición en la cual se produce una indeterminación en la secuencia de bits y la detección no puede ser realizada (al menos no con el esquema del receptor propuesto). Como se notó previamente, la penalidad debido al retardo disminuye al aumentar el desbalance.

En la figura 3.6b se observa que para valores chicos de τ la penalidad varía poco con el desbalance. Si el parámetro de desbalance es cero (condición equivalente a la fotodetección simple) la penalidad en la SNR es igual a cero indistintamente del valor del retardo.

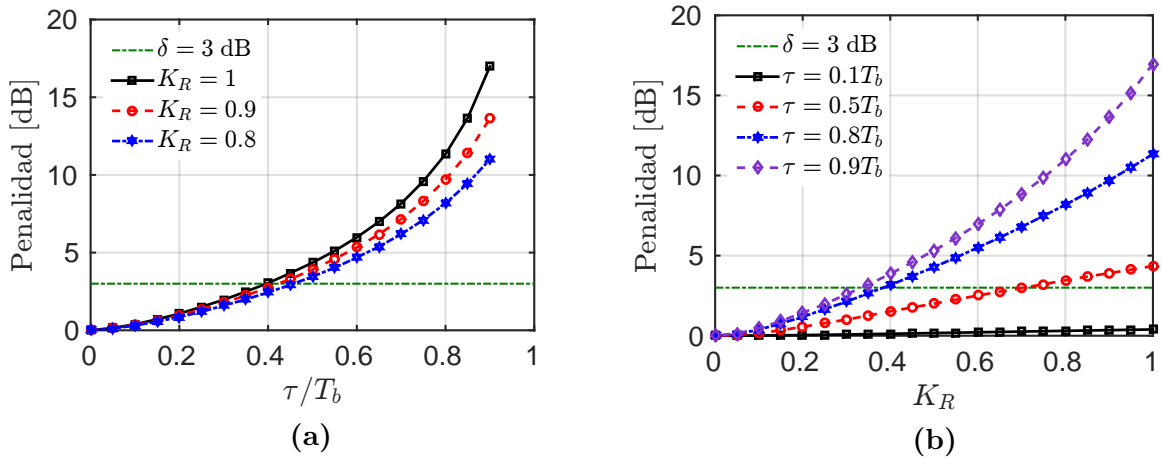


Figura 3.6: Penalidad de la SNR en función a) del retardo τ y b) del parámetro de desbalance K_R .

¹Considerando índice de refracción de grupo: $N_g = 1,45$ para FO y $N_g = 4,36$ para SOI.

3.1.3. Relación entre la potencia recibida y la SNR

En el receptor ideal DPSK, considerando ruido blanco aditivo y gaussiano (AWGN), la relación señal-ruido está dada por

$$\text{SNR}_{dpsk_ideal} = \frac{(\Re P_0)^2}{\sigma^2}, \quad (3.8)$$

donde P_0 es la potencia óptica recibida y σ^2 es la potencia de ruido cuyo ancho de banda está limitado por un filtro pasa bajo (ver figura 3.7). Cuando se consideran las imperfecciones analizadas previamente la relación entre la SNR y la potencia recibida se ve afectada debido a que para obtener la misma relación señal-ruido a la salida del FPB es necesaria una mayor potencia óptica a la entrada del receptor.

Se puede demostrar que, teniendo en cuenta las imperfecciones, la SNR está dada por

$$\text{SNR} = \frac{(\Re P_0)^2}{G^2 \sigma^2}, \quad (3.9)$$

donde G es la ganancia de potencia óptica necesaria para obtener la misma SNR que en el receptor DPSK ideal. Esta ganancia depende tanto del parámetro de desbalance como del retardo entre los fotodiodos de la siguiente manera

$$G[\text{dB}] = -5 \log \left\{ 0,125 \left[\left(2 - \frac{\tau}{T_b} \right) (1 + K_R)^2 + \frac{\tau}{T_b} (1 - K_R)^2 \right] \right\}. \quad (3.10)$$

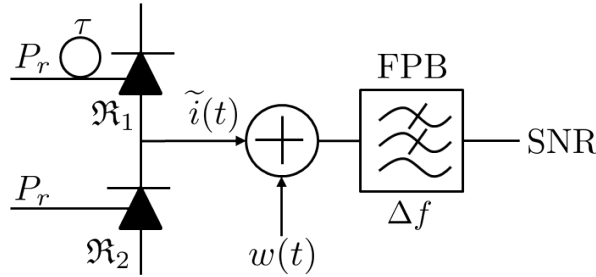


Figura 3.7: Diagrama en bloques receptor DPSK.

En la figura 3.8 se muestran las curvas de G en función del retardo para distintos valores de K_R (figura 3.8a) y en función de K_R para distintos valores de τ (figura 3.8b). En ambos gráficos se resalta la condición en la cuál la detección se realiza con los fotodiodos perfectamente balanceados (FDs balanceados, $K_R = 1$) y cuando la detección se realiza con un solo fotodiodo (FD simple, $K_R = 0$).

Como se observa en la figura, en ambas situaciones, la ganancia requerida es mayor al aumentar el efecto de las imperfecciones. La ganancia máxima alcanzada es de 3 dB la cual corresponde al receptor simple. En esta situación el efecto del retardo es des-

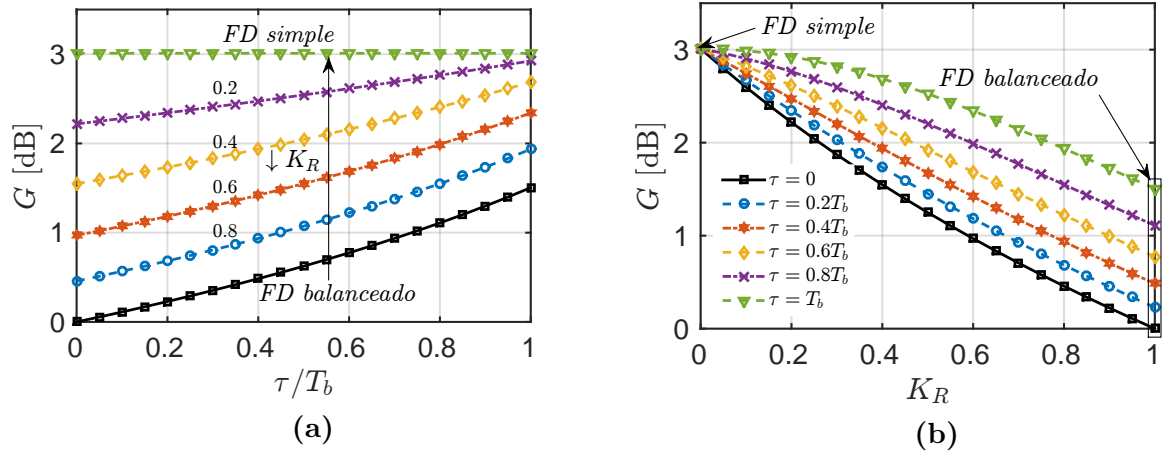


Figura 3.8: Ganancia de potencia óptica necesaria a la entrada del receptor para obtener $\text{SNR}_{\text{dpsk_ideal}}$ para distintos valores a) del retardo τ y b) del parámetro de desbalance K_R .

preciable debido a que se detecta solo con un fotodiodo, sin embargo no se aprovecha la mitad de la potencia óptica.

Capítulo 4

Filtro ecualizador

En el capítulo anterior se analizó el efecto que tienen los desbalances (temporal y de responsividad) sobre el desempeño de receptores ópticos DPSK. Se propuso un modelo acorde para estudiar ese fenómeno y se encontró que para determinadas condiciones la penalidad de la SNR supera el límite de los 3 dB. Esta frontera es importante ya que por encima de ésta, el desempeño del sistema DPSK es peor que el correspondiente al sistema con modulación OOK, siendo este último un esquema mucho más sencillo en su implementación.

Por este motivo resulta sumamente importante mitigar los efectos de las imperfecciones a través de la ecualización, con el objetivo de aproximar el desempeño del sistema al ideal. En este capítulo se presenta el diseño de filtros ecualizadores los cuales se diseñaron tanto en el dominio analógico como digital.

4.1. Filtro Inverso

Como punto de partida en el diseño del filtro ecualizador, tanto analógico como digital, se utilizó el filtro inverso al sistema con imperfecciones. Esta técnica de ecualización es común en sistemas de telecomunicaciones para compensar la magnitud y la fase de señales distorsionadas por la respuesta del canal, defectos en el transmisor y, como en este caso, defectos en el receptor. Existen distintas técnicas utilizadas para diseñar este tipo de filtro, ya sea a partir de señales medidas o bien, modelando la respuesta al impulso del canal.

En la figura 4.1 se muestra ejemplificado en un diagrama de bloques el funcionamiento del filtro inverso $H_i(\omega)$ diseñado para ecualizar la distorsión de la señal $i(t)$ debido a los desbalances. Estos se modelan como una función transferencia lineal que depende tanto del desbalance de responsividad como del retardo relativo entre los fotodiodos, denotada como $D(\omega)$.

La transferencia del filtro inverso ideal se define a partir de las ecuaciones para la

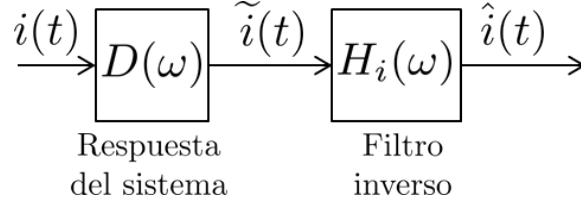


Figura 4.1: Diagrama de bloques: implementación del filtro inverso para compensar desbalances del receptor DPSK.

corriente ideal y distorsionada por los desbalances, las cuales están dadas por

$$i(t) = 2\Re\mathbb{P}_1(t) , \quad (4.1)$$

$$\tilde{i}(t) = \Re [\mathbb{P}_1(t) + K_R\mathbb{P}_1(t - \tau)] , \quad (4.2)$$

respectivamente. En ambas expresiones $\mathbb{P}_1(t)$ representa la potencia óptica en la entrada del fotodetector 1 sin nivel de continua, es decir, $\mathbb{P}_1(t) = P_1(t) - P_0/2$. Además se considera que $P_2(t) = P_0 - P_1(t)$, condición válida para pulsos NRZ.

Se puede demostrar que el filtro ideal está dado por

$$H_i(\omega) = \frac{I(\omega)}{\tilde{I}(\omega)} = \frac{2}{1 + K_R \exp \{-j\omega\tau\}} , \quad (4.3)$$

donde $I(\omega)$ y $\tilde{I}(\omega)$ son las transformadas de Fourier de la corriente ideal (ec.(4.1)) y la corriente distorsionada (ec.(4.2)) respectivamente.

Si bien el filtro H_i puede compensar de forma ideal las imperfecciones en el FDB debidas a los desbalances analizados, es decir, cumple que $H_i(\omega)D(\omega) = 1$, en la práctica no es la mejor solución. Esto se debe principalmente a que el filtro inverso ideal (ec.(4.3)) puede ser no causal y/o inestable, dependiendo de si $D(\omega)$ es de mínima fase. Otro efecto no deseable del filtro inverso ideal es la disminución de la relación señal-ruido debido a una ganancia muy alta en algunas frecuencias particulares en las cuales la señal de entrada presenta nulos en el espectro y por lo tanto se amplifica solamente el ruido.

4.2. Filtro ecualizador analógico

Con el objetivo de diseñar una versión implementable del filtro inverso ideal se buscó expresar la función de transferencia de H_i como una relación racional y aperiódica. Se estudiaron distintas técnicas para aproximar el retardo del denominador como un polinomio y finalmente se optó por la siguiente aproximación

$$e^{-s\tau} \simeq \frac{1}{\left[1 + \frac{s\tau}{N}\right]^N} , \quad (4.4)$$

donde N es el orden de la aproximación y $s = j\omega$ es la variable de Laplace, debido a que, a diferencia de otras aproximaciones del retardo, se consiguió diseñar un filtro estable.

Reemplazando esta expresión en la ecuación (4.3) y reescribiendo en el dominio de Laplace, el filtro inverso aproximado de N -ésimo orden resulta

$$H_a(s) = 2 \frac{(s + N/\tau)^N}{\prod_{m=1}^N (s - p_m)} , \quad (4.5)$$

donde p_m es el m -ésimo polo del filtro cuyo valor depende tanto del parámetro de desbalance como del retardo de la siguiente manera

$$p_m = \frac{N}{\tau} \left[\sqrt[N]{K_R} \exp \left\{ j\pi \frac{2m-1}{N} \right\} - 1 \right] \quad m = 1, 2, \dots, N . \quad (4.6)$$

A continuación se demuestra la estabilidad del filtro diseñado H_a para verificar que puede ser implementado como filtro ecualizador del sistema con desbalances $D(\omega)$.

4.2.1. Análisis de estabilidad

Un sistema causal con una función de transferencia racional es estable si y solo si todos sus polos se encuentran en el semiplano izquierdo del plano complejo s , es decir, todos sus polos tienen que tener parte real negativa.

Por lo tanto, para asegurar la estabilidad los N polos p_m del filtro analógico diseñado deben cumplir que $\Re \{p_m\} < 0$ para todos los $m = 1, 2, \dots, N$. Para los polos de la función de transferencia (ec.(4.6)), la condición de estabilidad resulta

$$\frac{N}{\tau} \left[\sqrt[N]{K_R} \cos \left(\pi \frac{2m-1}{N} \right) - 1 \right] < 0 \quad \forall \quad m = 1, 2, \dots, N . \quad (4.7)$$

Luego, despejando en la desigualdad, se llega a la siguiente expresión

$$\cos \left(\pi \frac{2m-1}{N} \right) < \frac{1}{\sqrt[N]{K_R}} \quad \forall \quad m = 1, 2, \dots, N . \quad (4.8)$$

En el modelo propuesto para el desbalance de las responsividades del FDB se definió el factor de desbalance K_R como el cociente entre las responsividades de forma tal que $0 \leq K_R \leq 1$, siendo igual a 1 en la situación ideal del receptor perfectamente balanceado. Por este motivo, el término a la derecha de la condición de estabilidad (Ec.(4.8)) siempre es un número mayor o igual a 1 por lo que la desigualdad se cumple, independientemente de K_R , para todo m debido a que el coseno es siempre menor o igual a 1. Finalmente, se puede concluir que la estabilidad del filtro analógico diseñado

a partir de la respuesta ideal del sistema es siempre estable, independientemente del valor de los desbalances y del orden del filtro.

En la Figura 4.2 se muestra el lugar geométrico de los polos y ceros de la función de transferencia del filtro analógico H_a . En este caso, el orden del filtro es $N = 10$, la parte real e imaginaria están normalizadas con el valor del retardo y $K_R = 0,8$. La zona sombreada corresponde a la región de convergencia del filtro (ROC). Ésta, se encuentra hacia la derecha y contiene el eje vertical $\Re\{s\} = 0$, por lo tanto el filtro es causal y estable.

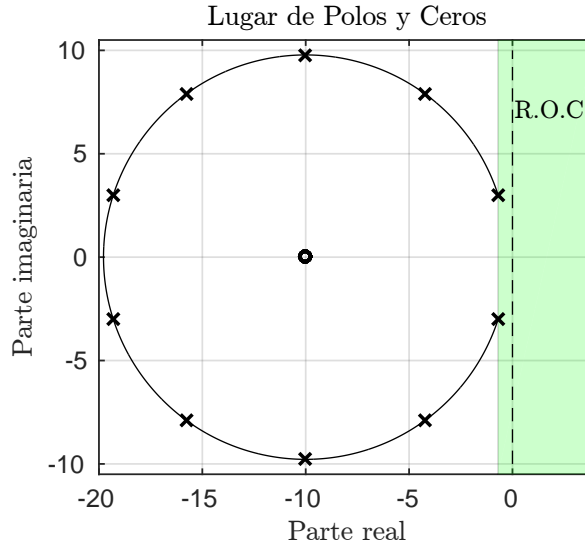


Figura 4.2: Lugar geométrico de los polos y ceros de $H_a(s)$.

4.3. Filtro ecualizador digital

Muchos de los sistemas actuales de comunicaciones ópticas, ya sean de largo o corto alcance, poseen en el receptor una etapa de digitalización de la señal recibida y, posteriormente, de procesamiento digital (DSP). Esto se debe principalmente al gran avance en la tecnología de *hardware* para implementar sistemas de procesamiento rápidos que permitan sincronizar, corregir errores y ecualizar la señal recibida.

Por este motivo, se diseñó un filtro ecualizador digital encargado de mitigar los efectos de los desbalances en el receptor DPSK. El diseño del filtro digital se llevó a cabo partiendo de la respuesta del filtro analógico H_a (Ec.(4.5)) utilizando la transformación bilinear[20] dada por

$$s \leftarrow \frac{2}{T_s} \frac{z - 1}{z + 1}, \quad (4.9)$$

donde T_s es el tiempo de muestreo de la digitalización y z es la variable de la transformada Z. Aplicando la transformación a la función de transferencia del filtro analógico obtenemos el filtro ecualizador digital cuya transferencia en el dominio de Z está dada

por

$$H_d(z) = K_d \frac{(z - c_d)^N}{\prod_{m=1}^N (z - p_{d_m})}, \quad (4.10)$$

donde K_d es la ganancia del filtro, c_d es un cero de multiplicidad N y p_{d_m} es el m -ésimo polo del filtro con $m = 1, 2, \dots, N$. Estos coeficientes están dados por

$$K_d = 2 \frac{(1 + 0,5T_s N/\tau)}{\prod_{m=1}^N (1 - 0,5T_s p_m)}, \quad (4.11)$$

$$c_d = \frac{1 - 0,5T_s N/\tau}{1 + 0,5T_s N/\tau}, \quad (4.12)$$

$$p_{d_m} = \frac{1 + 0,5T_s p_m}{1 - 0,5T_s p_m}, \quad (4.13)$$

respectivamente.

Una propiedad importante de la transformación bilinear es que preserva la estabilidad del filtro analógico, por lo tanto, se puede afirmar que el filtro diseñado es estable independientemente del valor de los desbalances y del orden de la aproximación.

4.3.1. Efecto de *warping*

La transformación bilinear es una de las formas más utilizadas a la hora de diseñar filtros digitales a partir de la función de transferencia del filtro analógico. Ésta, asigna todos los puntos de la respuesta en frecuencia del filtro continuo a un punto equivalente en la respuesta en frecuencia discreta, sin embargo, no preserva el valor exacto de la frecuencia. Esto se debe a la naturaleza no lineal de la transformación que genera un efecto denominado *warping* o deformación de la frecuencia.

En la práctica este efecto se puede compensar fijando una frecuencia f_0 para la cual la respuesta de los filtros analógico y digital coincidan. Para lograr este efecto de *pre-warping* se utiliza una versión modificada de la transformación bilinear dada por

$$s \leftarrow \frac{2\pi f_0}{\tan(\pi f_0 T_s)} \frac{z - 1}{z + 1}. \quad (4.14)$$

Se puede ver que si $f_0 \rightarrow \infty$ entonces la transformación recupera la forma original (ec. (4.9)).

4.4. Comparación de la función de transferencia de los filtros

En las Figuras 4.3a y 4.3b se muestran, respectivamente, la magnitud y la fase de la función de transferencia del filtro inverso para el caso ideal, analógico y digital. Se consideró como desbalance en la responsividad $K_R = 0,9$ y un retardo de $\tau = 0,5T_b$. El filtro ideal H_i (línea sólida negra) tiene una forma periódica con máximo de transmisión en las frecuencias

$$f_{max} = \frac{m}{2\tau} \quad m = 1, 3, 5, \dots \quad (4.15)$$

en los cuales la función de transferencia toma el valor

$$H_i(\omega_{max}) = \frac{2}{1 - K_R} . \quad (4.16)$$

Se observa que si $K_R = 1$ entonces la amplitud de los picos tiende a infinito. Este comportamiento es propio de un filtro inverso debido a que en zonas donde la transferencia del sistema se hace nula el filtro inverso tiende a valores muy grandes como ocurre en este caso. Esto afecta directamente al nivel de ruido de la señal disminuyendo considerablemente la SNR.

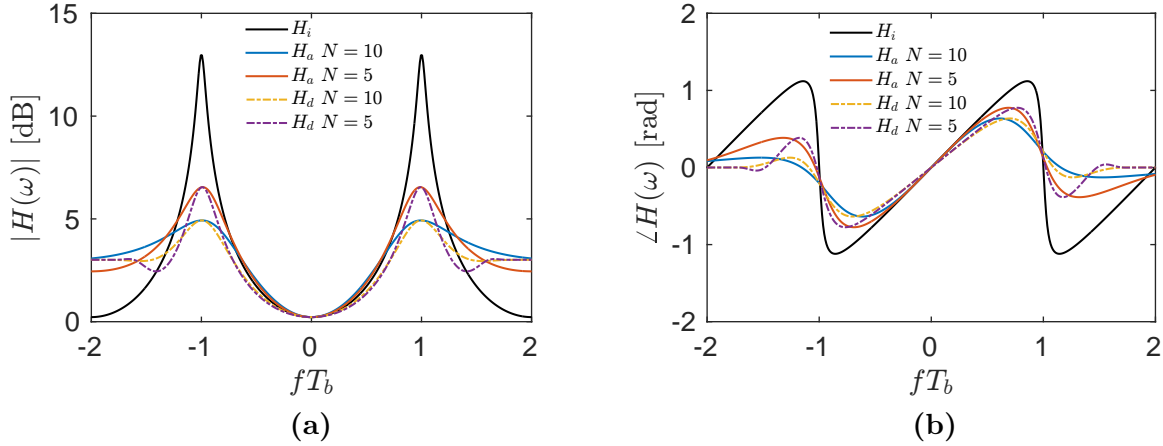


Figura 4.3: Módulo (a) y fase (b) de la función de transferencia del filtro inverso ideal H_i , analógico H_a y digital H_d , para distintos órdenes N de la aproximación. El desbalance en la responsividad es $K_R = 0,9$ y el desajuste temporal es $\tau = 0,5T_b$

En las figuras se muestra también la respuesta del filtro analógico y digital, H_a (en líneas sólidas) y H_d (en líneas de trazos) respectivamente, para orden $N = 5$ y $N = 10$. Como es de esperar, para un orden mayor, tanto para la implementación analógica y digital del filtro, la función de transferencia se aproxima mejor a la respuesta ideal. Sin embargo, esto no necesariamente es algo deseado. Como se mencionó previamente, la respuesta ideal no es la solución perfecta en la ecualización. La aproximación aperiódica funciona como una limitación de la respuesta ideal al prevenir un gran aumento del

nivel de ruido y permite a través del orden del filtro ajustar la relación de compromiso entre la compensación de los desbalances y la disminución de la SNR.

La diferencia entre las aproximaciones analógicas y digitales se debe al efecto de *warping* en la frecuencia. En la implementación se analizó las diferencias de utilizar una frecuencia de *warping* fija igual al ancho de banda de la señal (R_b para pulsos NRZ) o bien dependiente del valor del retardo, siendo igual a la frecuencia en donde sucede el primer máximo de la función de transferencia. En la tabla 4.1 se resumen algunas de las propiedades de los filtros analizados. En la figura 4.4a se muestra los valores del máximo del módulo de la función de transferencia versus el orden N de la aproximación para distintos valores de K_R . En este caso los resultados obtenidos son idénticos para el filtro analógico y digital.

Se observa como la amplitud de los picos se aproxima al valor del filtro ideal a medida que se aumenta el valor de N . Sin embargo para valores menores de K_R las curvas se aproximan la límite ideal para ordenes menores.

El valor de las frecuencias f_{max} se muestra en la figura 4.4b. Aquí se observa la dependencia de la posición de los picos con el valor del retardo τ . En el caso del filtro analógico y el filtro digital con frecuencia de *warping* $f_0 = 1/2\tau$, estos valores coinciden con los ideales. En cambio, para el filtro digital con frecuencia de *warping* igual al ancho de banda de la señal se observa un desplazamiento de los picos con respecto a la curva ideal lo que puede empeorar el desempeño del ecualizador digital.

Filtro	$ H(f_{max}) $	f_{max}
H_i	$2/(1 - K_R)$	$1/2\tau$
H_a	ver Fig.4.4a	$1/2\tau$
H_d	ver Fig.4.4a	ver Fig.4.4b

Tabla 4.1: Propiedades de los filtros: ideal, analógico y digital.

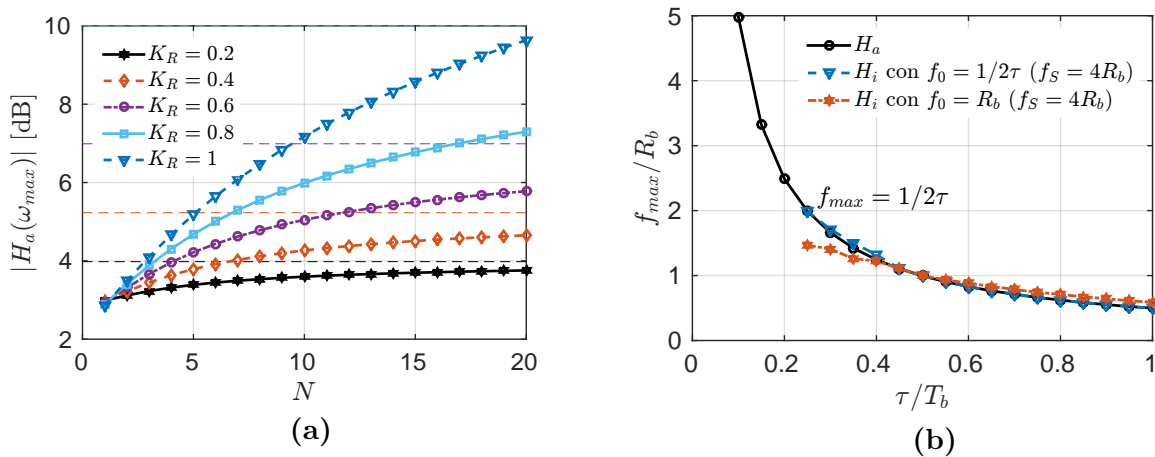


Figura 4.4: Comparación de las propiedades de los filtros ideal, analógico y digital.

Capítulo 5

Resultados numéricos

Con el objetivo de verificar el funcionamiento de los filtros propuestos en el capítulo anterior, se realizaron simulaciones numéricas del sistema tanto analógico como digital. Se utilizaron distintas métricas para estudiar en profundidad el problema y se analizó el desempeño del filtro ecualizador para distintos escenarios de K_R y τ .

5.1. Detalles de la simulación

A continuación se presentan los dos esquemas utilizados para simular el receptor DPSK analógico y digital en presencia de imperfecciones. Estos fueron implementados en el software de análisis numérico Matlab.

5.1.1. Receptor analógico

En la figura 5.1a se muestra el diagrama en bloques que se utilizó en las simulaciones del receptor analógico DPSK con la implementación del filtro ecualizador H_a , cuyo diseño se presentó en el capítulo 4.

La entrada al sistema consiste en la señal $\tilde{i}(t)$ la cual corresponde a la corriente diferencial a la salida del fotodetector balanceado. Esta señal se genera a partir de una secuencia pseudo-aleatoria de bits (PRBS, por sus siglas en inglés) y presenta una distorsión debido a los efectos del desbalance temporal y el desajuste de las responsabilidades, como se modeló en la ecuación (4.2).

El ruido del receptor $w(t)$ se modela como ruido blanco, aditivo y gaussiano (AWGN) y por ende, se suma a la señal de corriente. El ancho de banda del ruido está limitado por un filtro pasa bajo (FPB) de Bessel de orden 5 y frecuencia de corte igual a al ancho de banda de la señal, que, para pulsos NRZ, se considera igual a la tasa de bits del enlace (R_b). En la figura 5.1b se muestra la función de transferencia (módulo y fase) del filtro de Bessel. Se escogió este tipo de filtro eléctrico debido a la gran linealidad que presenta en la fase dentro del ancho de banda.

En el siguiente paso hay dos opciones posibles, dadas por la implementación o no del filtro ecualizador analógico. En el caso en que se analice el desempeño del sistema sin ecualizador, la señal a la salida del FPB pasa directamente a la etapa de detección, formada por el filtro adaptado (FA) y por el bloque de decisión. La respuesta al impulso del FA es igual a la forma de los pulsos NRZ de la señal, como puede verse en la figura 5.1c, donde se muestra tanto la respuesta al impulso como el módulo de la función de transferencia del filtro. En el bloque de decisión se compara la salida del FA con un umbral y se recupera la secuencia de bits transmitida \hat{b}_k .

En el segundo caso, en cual se analiza el efecto del filtro ecualizador diseñado, H_a , este se implementa antes del filtro adaptado.

La elección de utilizar el filtro adaptado responde al hecho de que su implementación optimiza el receptor. Esto resulta beneficioso ya que maximiza la SNR en presencia de ruido blanco aditivo y gaussiano [21].

Para analizar el desempeño del sistema y la dependencia de la tasa de error de bit con los desbalances del receptor se consideró, en todos los casos simulados un sincronismo de bit ideal, es decir, que el instante de decisión se realizó siempre para la salida del FA máxima.

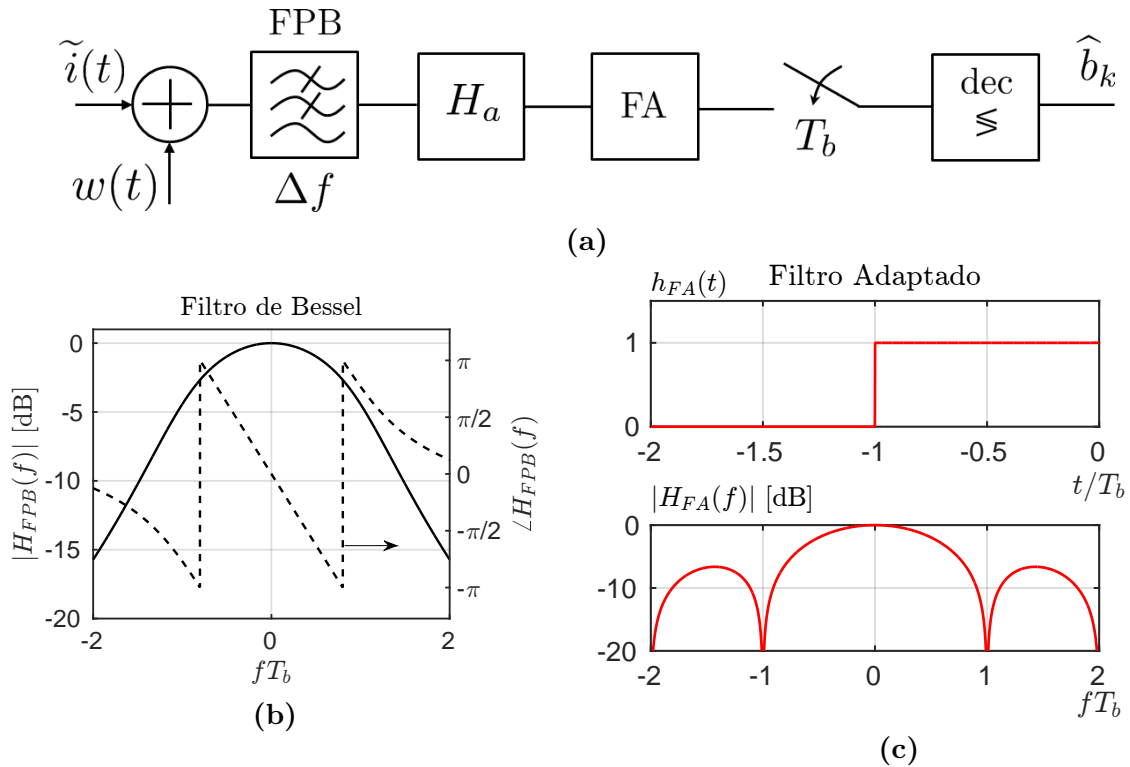


Figura 5.1: a) Diagrama en bloques de la configuración utilizada en las simulaciones del receptor analógico. b) Función de transferencia del filtro pasa bajo de Bessel de orden 5 y frecuencia de corte igual a R_b . c) Respuesta al impulso (arriba) y módulo de la función de transferencia (abajo) del filtro adaptado.

El comportamiento del sistema y el funcionamiento del filtro ecualizador se estu-

dieron utilizando distintas métricas. Estas son:

- La **tasa de error de bit** (BER), calculada como el cociente entre la cantidad de bits detectados erróneamente y el total de bits transmitidos.
- La **penalidad en la SNR**, definida como la diferencia en decibels (dB) entre la SNR con distorsión y la SNR ideal necesarias para obtener la misma probabilidad de error de bit. Si se tiene en cuenta las dos implementaciones del receptor real, dadas por la implementación o no del filtro ecualizador, se puede definir la penalidad en la SNR sin compensación como

$$\delta[\text{dB}] = \text{SNR}_{\text{distorsion}}[\text{dB}] - \text{SNR}_{\text{ideal}}[\text{dB}] , \quad (5.1)$$

y la penalidad en la SNR con compensación como

$$\delta_{ec}[\text{dB}] = \text{SNR}_{\text{distorsion}}^{ec}[\text{dB}] - \text{SNR}_{\text{ideal}}[\text{dB}] . \quad (5.2)$$

- La **ganancia del ecualizador**, la cual está dada por la diferencia de la penalidad en la SNR sin ecualizador y la penalidad con el ecualizador, para una dada BER. Se define entonces la ganancia del ecualizador como

$$G_{ec}[\text{dB}] = \delta[\text{dB}] - \delta_{ec}[\text{dB}] . \quad (5.3)$$

5.1.2. Receptor digital

Las simulaciones del receptor DPSK digital se realizaron implementando el diagrama de bloques que se muestra en el figura 5.2. El sistema digital es similar al analógico, con el agregado de una etapa de digitalización a la salida del filtro pasa bajo de Bessel. Esta etapa consiste en el muestreo de la señal analógica a una frecuencia F_s ($T_s = 1/F_s$) igual a 4 veces R_b , es decir, adquiriendo cuatro muestras por bit.

En este trabajo no se consideró la cuantización de las muestras digitales sino que se supusieron números reales. Un análisis riguroso del receptor digital debería tener en cuenta el efecto de la cuantización de las muestras y considerar el ruido de cuantización como un análisis extra, sin embargo esto no se tuvo en cuenta para enfocar el problema unicamente en los efectos de los desbalances del FDB y la implementación del filtro digital diseñado.

En la figura 5.3 se muestra un ejemplo de la señal de corriente ideal digitalizada luego del filtro pasa bajo de Bessel. El instante de muestreo se eligió de forma tal que la amplitud a la salida del filtro adaptado digital sea máxima.

Al igual que en el sistema analógico, se estudió, para distintos escenarios de desbalance de responsividad y retardo, la probabilidad de error de bit en función de la SNR

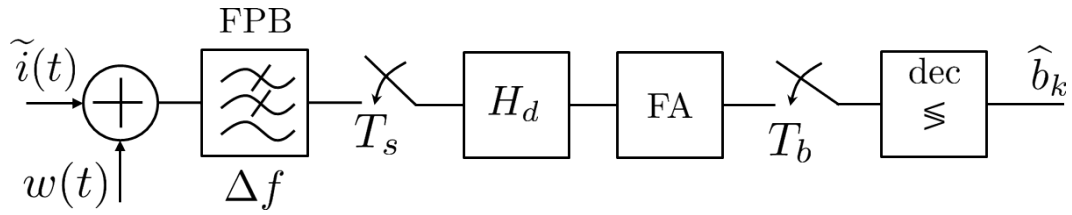


Figura 5.2: Diagrama en bloques de la configuración utilizada en las simulaciones del receptor digital.

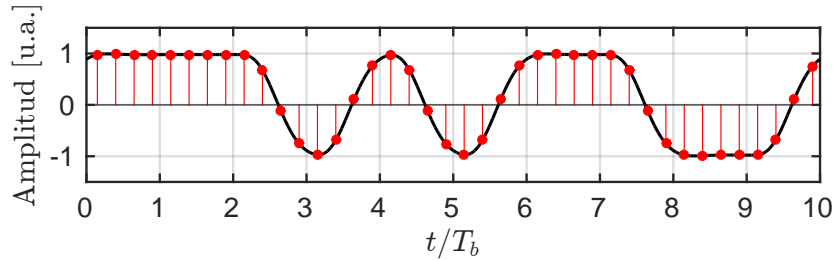


Figura 5.3: Ejemplo de la señal a la salida del filtro pasa bajo digitalizado con 4 muestras por bit.

de la señal medida luego de la etapa de digitalización. Luego con estos resultados, se analizó la penalidad y la ganancia del filtro ecualizador digital de orden 5, cuyo diseño se presentó en el capítulo 4.

5.2. Verificación resultados numéricos

Con el objetivo de realizar la verificación de las simulaciones, se compararon los resultados del BER obtenido en el caso del receptor DPSK analógico, con las expresiones analíticas presentadas en el capítulo 2. Cabe destacar que en el análisis analítico no se tuvo en cuenta el efecto del filtro pasa bajo en el desempeño del sistema, el cual sí es utilizado en la simulación para limitar el ancho de banda del ruido.

Para poder comparar con las expresiones analíticas de BER, y verificar de esta manera que el algoritmo desarrollado funciona correctamente, se realizaron simulaciones del receptor sin el FPB. Para esta situación, se muestran en la figura 5.4a los resultados numéricos obtenidos de la BER en función de la SNR para el receptor ideal (puntos negros) y con desbalances definidos por $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$ (puntos rojos). En ambos casos se comparan los resultados obtenidos con las curvas analíticas del receptor DPSK ideal (curva continua negra) y el receptor con los mismos desbalances (curva continua roja), ecuaciones (3.2) y (3.3), respectivamente.

Luego en la figura 5.4b se comparan las mismas curvas analíticas con los resultados obtenidos al simular el receptor analógico con la implementación del FPB.

Se puede ver que en el primer caso, cuando no se utiliza el filtro pasa bajo, los resultados numéricos se condicen con las curvas teóricas, tanto en la condición ideal

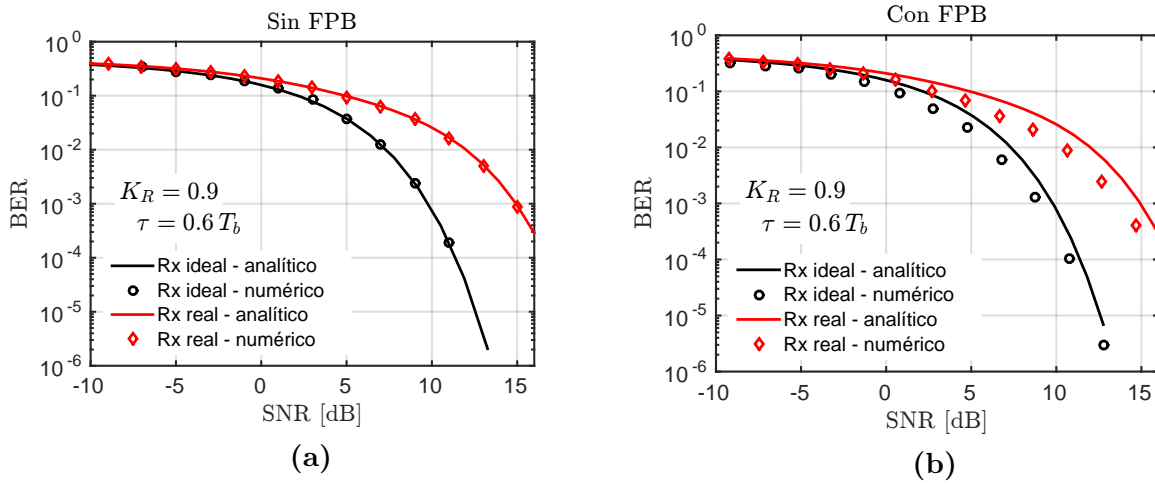


Figura 5.4: Comparación de resultados numéricos (con y sin el FFB) con expresiones analíticas de la BER versus la SNR para el receptor DPSK ideal y con desbalances ($K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$).

como en un escenario con ambos desbalances. Se comprobó además que para distintos valores de K_R y τ se mantiene la correlación entre las simulaciones y las curvas teóricas. Esto permitió comprobar tanto la validez de las simulaciones como también la expresión analítica del BER para el sistema con imperfecciones.

Cuando se implementa el filtro pasa bajo en las simulaciones (figura 5.4b), el desempeño del receptor mejora con respecto a las curvas teóricas. Esto sucede tanto en el receptor ideal como en el receptor con imperfecciones.

5.3. Filtro ecualizador analógico

En la figura 5.5 se muestran las curvas de BER en función de la SNR de la señal para el receptor DPSK analógico considerando el funcionamiento ideal (es decir, sin desbalances), como también el funcionamiento del sistema en presencia de imperfecciones con y sin la implementación del filtro ecualizador analógico. Estas curvas se obtuvieron de las simulaciones del sistema para un parámetro de desbalance y un retardo iguales a $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, respectivamente y un orden del filtro ecualizador $N = 5$.

La curva de trazos roja horizontal corresponde al límite de FEC¹ (siglas de *forward error correction*) por debajo del cual, gracias al código de corrección de errores, se puede alcanzar una comunicación libre de errores (es decir $\text{BER} < 10^{-15}$).

En los resultados numéricos presentados, se observa que el desempeño del sistema empeora debido a las imperfecciones del receptor. En particular, para $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, la penalidad en la SNR alcanza un valor del orden de 3 dB para un $\text{BER} = 10^{-4}$.

Al implementar el filtro ecualizador el desempeño del sistema se aproxima al ideal,

¹Se consideró como límite de FEC la probabilidad de error $\text{BER} = 2,4 \times 10^{-2}$ [22].

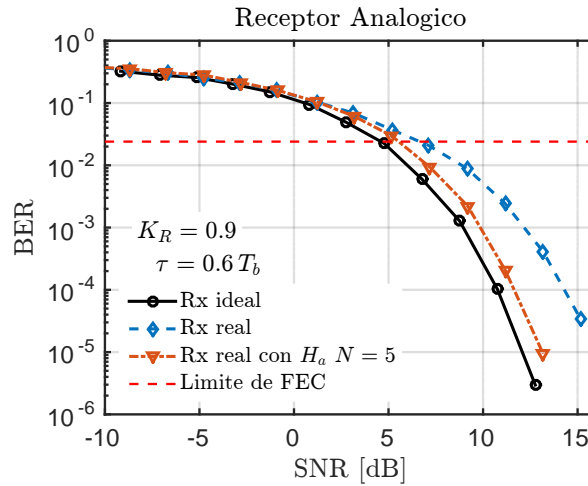


Figura 5.5: Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor (Rx) ideal y el receptor con real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, con y sin la implementación del ecualizador de orden 5.

obteniendo una ganancia del ecualizador igual a 2,5 dB para la misma BER. Cabe destacar que el límite de FEC se alcanza para una SNR menor cuando se ecualizan las imperfecciones del receptor. Esto implica que para una relación señal-ruido menor se logra una comunicación libre de error.

La diferencia entre las curva ideal y la del sistema con ecualización se debe a dos motivos, en primer lugar el filtro es una aproximación a la respuesta ideal y por lo tanto no compensa los desbalances en su totalidad y en segundo lugar, como se mencionó previamente, la relación señal-ruido empeora al atravesar el ecualizador.

5.3.1. Penalidad y ganancia

A partir de las curvas obtenidas de la probabilidad de error de bit en función de la relación señal-ruido, se estudió la penalidad en el desempeño del receptor con imperfecciones (con y sin la implementación del ecualizador) y luego se halló la ganancia del ecualizador analógico H_a de orden 5 para un $BER = 10^{-4}$.

En la figura 5.6 se muestra la penalidad de la SNR para el receptor con desbalances, tanto para la implementación sin ecualización (líneas continuas) como para la implementación con el filtro analógico de orden 5 (líneas de trazos), en función del retardo τ para distintos valores de K_R . Se consideraron valores bajos de desbalances de responsividad debido que en la practica es inusual que se den casos de un FDB con un desajuste mayor al 20 % ($K_R = 0,8$ en términos del parámetro de desbalance). Por otro lado se tuvieron en cuenta valores del retardo en un rango entre 0 y un tiempo de bit T_b .

Los resultados obtenidos muestran un crecimiento exponencial de la penalidad en función del retardo alcanzando valores sumamente elevados, mayores a 10 dB. Cabe

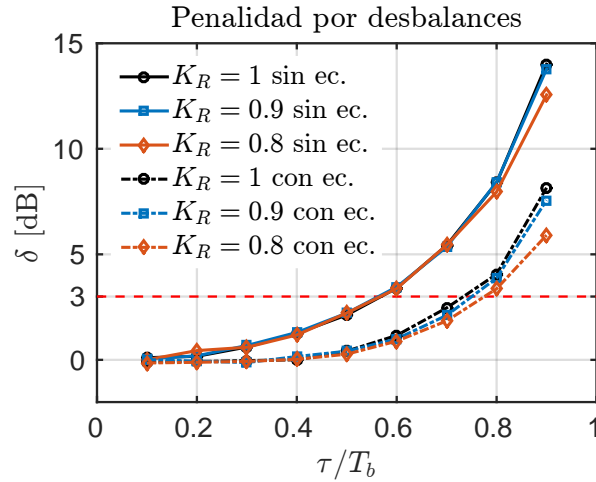


Figura 5.6: Penalidad en la SNR para el receptor DPSK, con y sin la implementación del filtro analógico ecualizador H_a con $N = 5$, en función de τ para distintos valores de K_R .

destacar que si τ es mayor o igual a un tiempo de bit se produce una incerteza en la detección cuando dos bits consecutivos son opuestos, al combinarse debido al retardo, se produce una salida igual a cero. Esto sucede al combinarse un '0' lógico con un '1' o viceversa. Como consecuencia, bajo estas condiciones, la detección no puede realizarse. Lo mismo sucede si el retardo es mayor a un tiempo de bit debido a la interferencia entre bits adyacentes.

La línea de trazos roja corresponde al límite de 3 dB de penalidad, por encima del cual, el desempeño del receptor DPSK empeora con respecto a OOK. Como puede verse, en los resultados del desempeño del receptor sin el filtro ecualizador, aproximadamente para un retardo del 60 % del tiempo de bit se alcanza el límite de los 3 dB. Al implementarse el filtro analógico H_a de orden 5, la penalidad disminuye notoriamente. En este caso, el límite de los 3 dB se alcanza cuando el retardo está entre el 75 % y 80 % de T_b , lo que implica una mejora significativa debido a la implementación del filtro diseñado.

Al implementar el filtro ecualizador en las situaciones de τ mayor o igual al tiempo de bit, se observa que la detección se puede llevar a cabo, recuperando la funcionalidad del receptor. Sin embargo la penalidad en estos casos es mayor a 10 dB. En la figura 5.7 se muestran las curvas de BER obtenidas para un retardo igual a un tiempo de bit (líneas de verde) y para un retardo de $\tau = 1,4 T_b$ (líneas de azul). Se muestran los resultados obtenidos del receptor real con y sin la implementación del ecualizador, línea continua y línea de trazos, respectivamente. Como referencia se muestra la curva de BER correspondiente al receptor ideal (línea negra).

En la figura 5.8 se muestra la ganancia G_{ec} del filtro ecualizador de orden 5 en función del retardo para distintos valores de K_R . Se observa un crecimiento de la

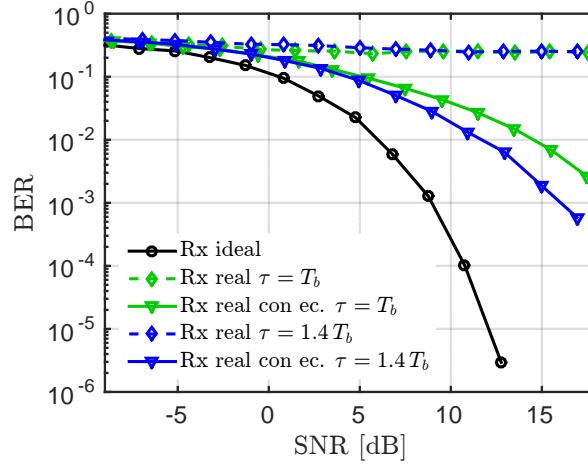


Figura 5.7: Probabilidad de error de bit para el receptor analógico DPSK ideal y real, para valores del retardo igual y mayor al tiempo de bit.

ganancia en función de τ , siendo un poco mayor para valores más chicos del parámetro de desbalance K_R (es decir, mayores desbalances).

Es interesante notar que, aproximadamente hasta un retardo del orden del 40 % del tiempo de bit, la ganancia del ecualizador acompaña el crecimiento de la penalidad del receptor real (sin compensación). Por lo tanto, el desempeño alcanzado al implementar el filtro se aproxima al ideal. Sin embargo, para valores grandes del retardo, si bien se logra una mejora del desempeño por ecualización, la penalidad es mayor a cero.

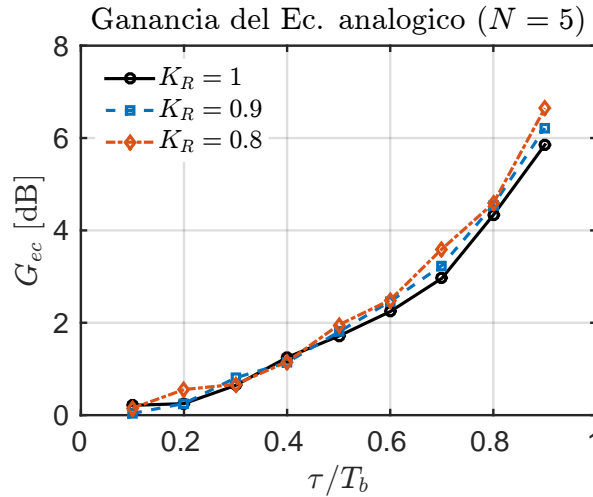


Figura 5.8: Ganancia del filtro ecualizador analógico H_a con $N = 5$ en función de τ para distintos valores de K_R .

5.3.2. Orden del filtro ecualizador

En esta subsección se presentan los resultados obtenidos al variar el orden del filtro analógico ecualizador entre 2 y 10. En primer lugar, en la figura 5.9 se muestran las curvas de probabilidad de error de bit para el receptor DPSK ideal, el receptor con

imperfecciones sin ecualizar (con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$) y con la implementación del filtro ecualizador con distintos ordenes. A la derecha en la figura se muestra una ampliación de las curvas para observar con mayor claridad la diferencia entre cada implementación del filtro ecualizador.

Como se observa en la figura, los resultados obtenidos para los distintos ordenes del filtro son muy similares. Sin embargo, en la versión ampliada se puede ver que las peores condiciones se dan para los casos extremos, $N = 2$ y $N = 10$, obteniendo el mejor resultado para un orden igual a cinco.

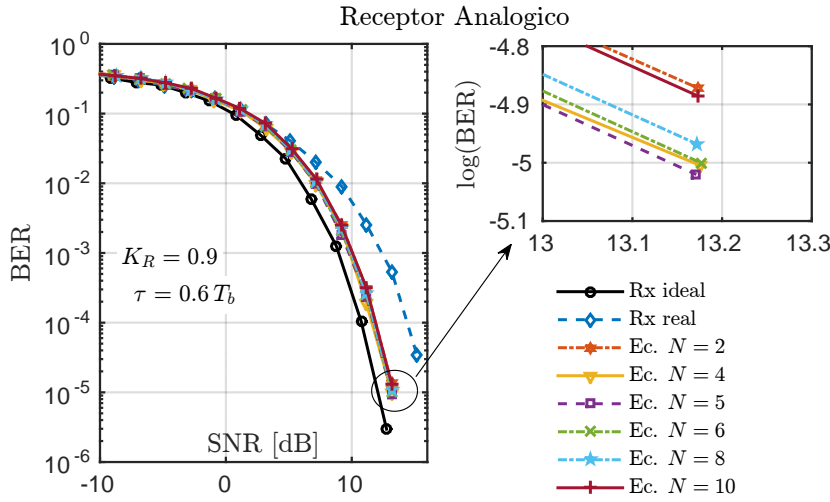


Figura 5.9: Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor (Rx) ideal y el receptor con real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, con y sin la implementación ecualizador analógico con distintos ordenes N . A la derecha se muestra una ampliación de las curvas.

Este comportamiento es interesante ya que demuestra la relación de compromiso entre la ecualización de las distorsiones y el nivel de ruido a la salida del ecualizador. Cuanto mayor es el orden del filtro mejor es la compensación de las señales afectadas por los desbalances, sin embargo, disminuye la relación señal-ruido a la salida del ecualizador.

A continuación se analizó la penalidad en la SNR para el receptor con distintos ordenes del filtro ecualizador en función del retardo τ entre los fotodiodos para $K_R = 0,9$. En la figura 5.10 se muestran los resultados obtenidos para un $\text{BER} = 10^{-4}$.

Si bien los distintos ordenes del filtro ecualizador presentan un desempeño similar para valores chicos del retardo, a medida que este aumenta las curvas de penalidad comienzan a separarse y, como era de esperar, se observa una menor penalidad para $N = 10$ y la máxima penalidad para $N = 2$. Esto se debe a que cuando el retardo es muy grande (mayor a $0,7 T_b$) conviene una ecualización fuerte (mayor orden del filtro) aunque esto implique una mayor degradación en la SNR.

Finalmente, este mismo efecto se puede observar en las curvas de la ganancia del ecualizador para los distintos ordenes del filtro N , en función del desbalance temporal. Las cuales se presentan en la figura 5.11.

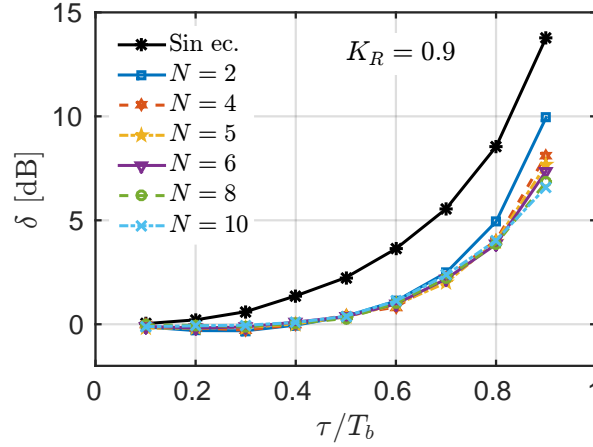


Figura 5.10: Penalidad en la SNR para el receptor DPSK, con y sin la implementación del filtro analógico ecualizador H_a con distintos ordenes N , en función de τ para $K_R = 0,9$.

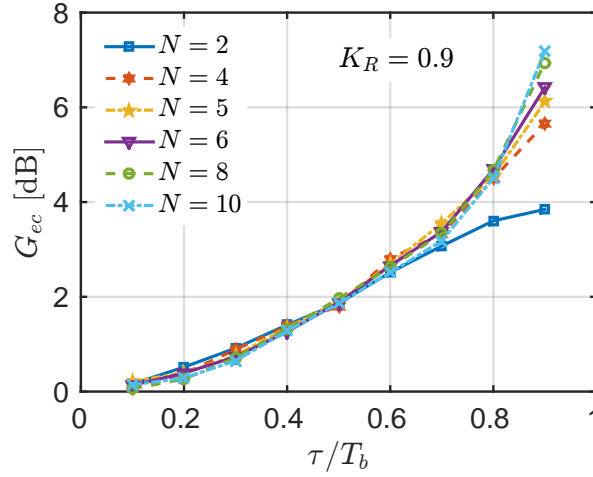


Figura 5.11: Ganancia del ecualizador analógico para distintos ordenes de la aproximación en función del retardo para $K_R = 0,9$.

5.4. Filtro ecualizador digital

En la figura 5.12 se muestran las curvas de BER en función de la SNR tanto para el receptor digital ideal (sin desbalances) como para el receptor real con imperfecciones, con y sin la implementación del filtro ecualizador digital de orden 5. En la figura se presenta una situación para la cual el parámetro de desbalance es $K_R = 0,9$ y el retardo es igual al 60 % del tiempo de bit.

Como era de esperar las curvas obtenidas para el receptor ideal y el receptor real sin ecualizar son prácticamente iguales a las obtenidas en el receptor analógico. Sin embargo se observa que el ecualizador digital mejora el desempeño del sistema aproximadamente 2,2 dB en términos de la SNR para el ejemplo de la figura, obteniendo una ganancia menor que en el sistema equivalente con ecualización analógica. Igual que antes, el límite de FEC se alcanza para una SNR menor cuando se implementa el ecualizador digital de orden 5.

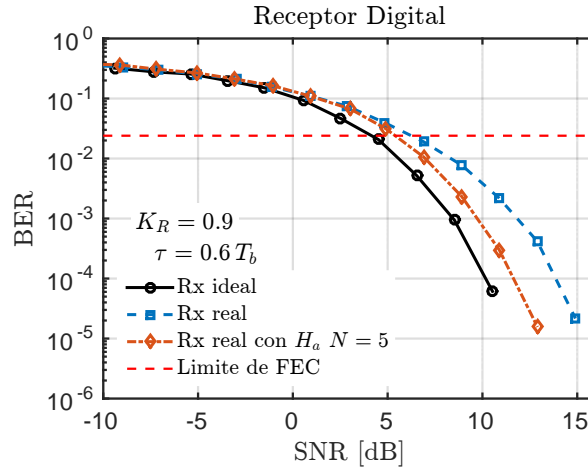


Figura 5.12: Tasa de error de bit en función de la SNR de la señal considerando el receptor digital (Rx) ideal y el receptor digital real con $K_R = 0,9$ y $\tau = 0,6 T_b$, con y sin la implementación del ecualizador digital de orden 5.

A continuación se analizó la penalidad en la SNR en el receptor digital debido a los desbalances tanto para el sistema sin ecualización como para el caso con el filtro digital diseñado de orden 5. Luego se estudió la ganancia de este filtro en función de los desbalances.

5.4.1. Penalidad y ganancia

La figura 5.13 muestra los resultados obtenidos en las simulaciones de la penalidad en la SNR en función del retardo τ para $K_R = 1$, $K_R = 0,9$ y $K_R = 0,8$. Se comparan las curvas obtenidas para el receptor digital sin ecualizar (líneas continuas) con los resultados de la implementación del filtro ecualizador digital de orden 5 (líneas de trazos). En todos los casos, las penalidades se obtuvieron para un $\text{BER} = 10^{-4}$.

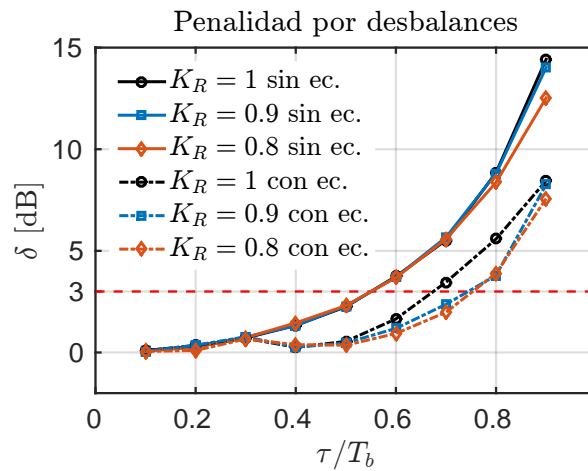


Figura 5.13: Penalidad en la SNR para el receptor digital DPSK, con y sin la implementación del filtro ecualizador digital H_d con $N = 5$, en función de τ para distintos valores de K_R .

Como se puede observar en la figura la penalidad, en ambas implementaciones del

receptor, crece exponencialmente a medida que aumenta el valor del retardo. Para retardos mayores al 30 %, se observa que las curvas de la penalidad para el receptor con el filtro ecualizador se encuentran algunos decibeles por debajo de las curvas correspondientes sin ecualizador. Sin embargo para retardos chicos, hasta 30 % del tiempo de bit, las penalidades en ambos casos son prácticamente iguales. Este comportamiento se observa para los tres valores de K_R analizados.

La línea horizontal de trazos (color rojo) corresponde a una penalidad de 3 dB, por encima de la cual, el desempeño del enlace DPSK es peor comparado con OOK. En la figura se observa que, si no se ecualizan los desbalances, este límite se alcanza aproximadamente para un retardo $\tau = 0,55T_b$ (para los tres valores de K_R). Mientras que, cuando se implementa el ecualizador digital H_d , se llega al límite de los 3 dB para retardos entre el 70 % y 75 % del tiempo de bit, dependiendo del valor de K_R .

En la figura 5.14 se muestra la ganancia del ecualizador digital de orden 5 en función de τ para $K_R = 1$, $K_R = 0,9$ y $K_R = 0,8$. Se puede ver que, aproximadamente, a partir de un retardo igual al 30 % del tiempo de bit, la ganancia del ecualizador crece linealmente junto con el desbalance temporal.

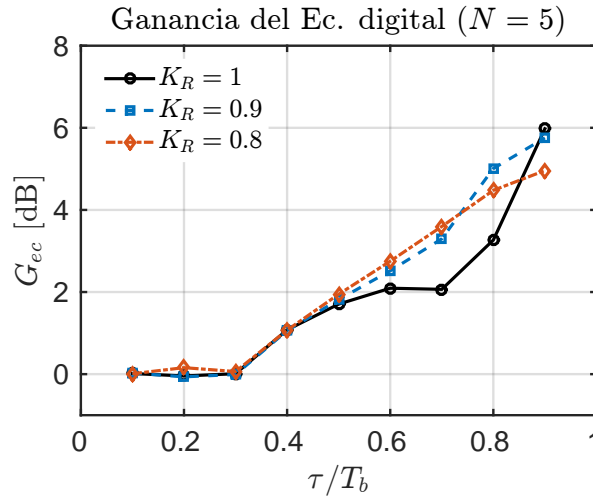


Figura 5.14: Ganancia del filtro ecualizador digital de orden 5 en función de τ para distintos valores de K_R .

En comparación con el ecualizador analógico, la ganancia obtenida con el digital es ligeramente menor debido al efecto de *warping* de la frecuencia el cual tiene como consecuencia que la compensación digital no tenga el mismo desempeño que la analógica.

Capítulo 6

Verificacion experimental del filtro ecualizador

Para verificar experimentalmente el funcionamiento del filtro ecualizador diseñado en este trabajo, se propuso un método de medición que permitió adquirir señales distorsionadas debido a ambos desbalances. Estos se agregaron de forma controlada en el receptor y se desarrolló un método para estimarlos a partir de las señales adquiridas. En este capítulo se presenta el método experimental llevado a cabo y los resultados obtenidos de la estimación de los desbalances y de la implementación del filtro ecualizador.

6.1. Método experimental

El objetivo del trabajo experimental es verificar el funcionamiento del filtro ecualizador para distintos escenarios de desbalances, tanto de amplitud como temporal, en el fotodetector balanceado, a partir de señales adquiridas en el laboratorio. Para esto, se utilizaron señales ópticas moduladas en intensidad, de forma tal que representen la salida del interferómetro de Mazh-Zehnder (ecuaciones (2.8) y (2.9)).

El esquema experimental implementado está formado por dos etapas. La primera consiste en la generación y adquisición de las señales ópticas, mientras que la segunda corresponde al procesamiento de los datos almacenados. Esta última etapa se realiza, posterior a la adquisición, en la computadora. En la figura 6.1 se muestra la primera etapa formada por un láser comercial DFB (Distributed Feed-Back) en 1310 nm de onda continua el cual posee control de temperatura y de corriente. Estos se configuran para obtener una potencia óptica media a la salida igual a 2 dBm ($\sim 1,58$ mW) y una temperatura de 23°C constantes. La modulación de intensidad se realiza internamente en el integrado a través de un modulador de electro-absorción. La señal eléctrica que controla el modulador es producida por un generador de señales arbitrarias (AWG, por

sus siglas en inglés) y consiste en una señal cuadrada cuya frecuencia es variable.

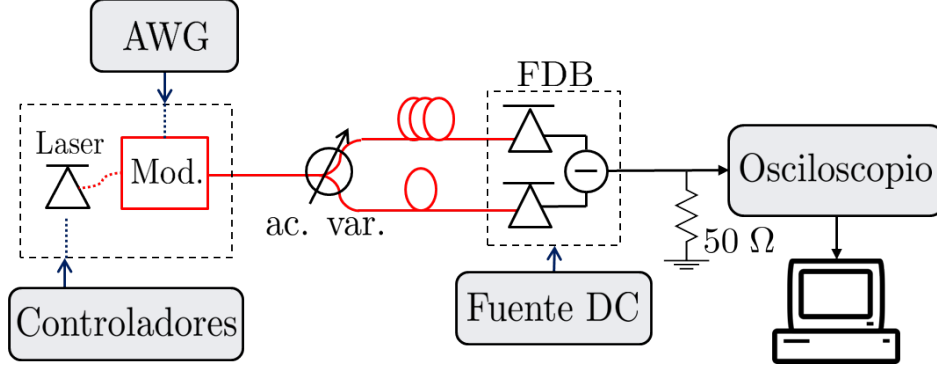


Figura 6.1: Esquema experimental implementado para estudiar el funcionamiento del filtro ecualizador diseñado.

La señal óptica modulada en intensidad se separa en dos caminos de fibra óptica utilizando un acoplador variable. Con el objetivo de generar una situación equivalente al receptor DPSK, uno de los caminos se le agrega un retardo igual a un tiempo de bit T_b de forma tal que las potencias ópticas instantáneas en cada camino cumplen

$$P_2(t) = P_0 - P_1(t) , \quad (6.1)$$

lo cual es válido únicamente para señales periódicas NRZ debido a que $P_2 = P_1(t - T_b) = P_0 - P_1(t)$. Luego ambas señales ópticas se detectan con un fotodetector balanceado como el que se muestra en la figura 6.2. A continuación del FDB se utiliza una resistencia de 50 Ω para obtener una tensión diferencial proporcional a la fotocorriente generada.

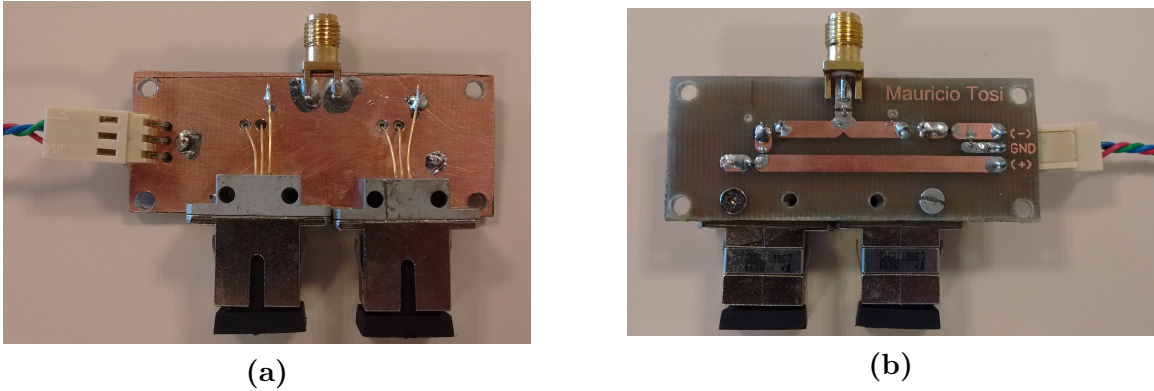


Figura 6.2: Fotodetector balanceado. a) vista superior y b) vista inferior.

En la figura 6.3 se muestran las señales de tensión generadas por cada fotodetector (adquiridas independientemente) $V_1(t)$ y $V_2(t)$ y la tensión diferencial resultante para una tasa de transmisión de 100 Mb/s, lo que implica un tiempo de bit $T_b = 10$ ns. Cabe destacar que la condición de periodicidad de la señal es necesaria para que al retardar uno de los caminos un tiempo de bit, las potencias resultantes sean opuestas (como en la figura 6.3).

El método utilizado para generar el retardo relativo entre los caminos de fibra óptica consiste en introducir una diferencia de camino óptico. La longitud de fibra L y el retardo τ están relacionados por la siguiente expresión

$$L = \frac{c}{n} \tau , \quad (6.2)$$

donde c es la velocidad de la luz en el vacío, n es el índice de refracción de la fibra óptica, típicamente $n = 1,5$. Por lo tanto, para generar un retardo de 10 ns, se requiere una diferencia de camino de 2 m aproximadamente.

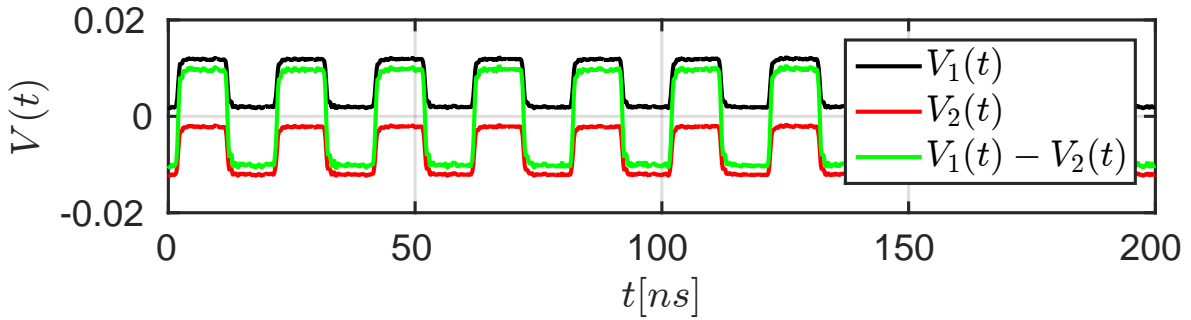


Figura 6.3: Señales FDB sin desbalances.

Para analizar distintos escenarios de desbalance en amplitud se utilizó el acoplador variable para introducir un desbalance en el FDB y de ésta manera variar el valor de K_R . En cuanto al desbalance temporal τ , el procedimiento consistió en utilizar un tramo de fibra fijo de aproximadamente 4,5 m, con lo que se obtuvo un retardo igual a

$$\delta t = (22,1 \pm 0,1) \text{ ns} .$$

Como se explicó previamente, es necesario un retardo de un tiempo de bit entre los caminos para generar las señales de potencias opuestas como en DPSK, por lo tanto, si $T_b = \delta t$ el desbalance temporal es igual a cero. Si se modifica el valor de T_b , dado que δt es fijo, aparece un desbalance temporal dado por

$$\tau = |T_b - \delta t| . \quad (6.3)$$

Por lo tanto, para analizar distintas situaciones de τ/T_b se modificó el valor del tiempo de bit variando la frecuencia de la señal cuadrada generada en el AWG.

6.2. Estimación de desbalances

Con el objetivo de implementar el filtro ecualizador diseñado en este trabajo, es necesario en primera instancia conocer los valores de los parámetros de desbalances, τ y K_R . Por este motivo, se propuso un método para estimarlos a partir de las señales

adquiridas en una etapa de procesamiento previa a la ecualización.

Si bien es posible caracterizar las imperfecciones del receptor balanceado midiendo cada componente independientemente en el laboratorio, utilizar las señales DPSK adquiridas permite realizar correcciones durante el funcionamiento del sistema y, en caso de ser necesario, modificar los coeficientes del filtro ecualizador para mejorar el desempeño en la comunicación. Esto es particularmente útil en presencia de agentes externos como variaciones de temperatura, radiación [16] o envejecimiento, que provocan el deterioro del dispositivo.

El método desarrollado consiste en estimar la función de densidad de probabilidad (*pdf*, por sus siglas en inglés) y la función de distribución acumulada (*cdf*, por sus siglas en inglés) a partir del histograma de la amplitud de las señales adquiridas. En la figura 5.1a se muestra un diagrama en bloques de los pasos seguidos en el procesamiento de los datos para obtener una estimación de los parámetros de desbalances, $\hat{\tau}$ y \hat{K}_R .

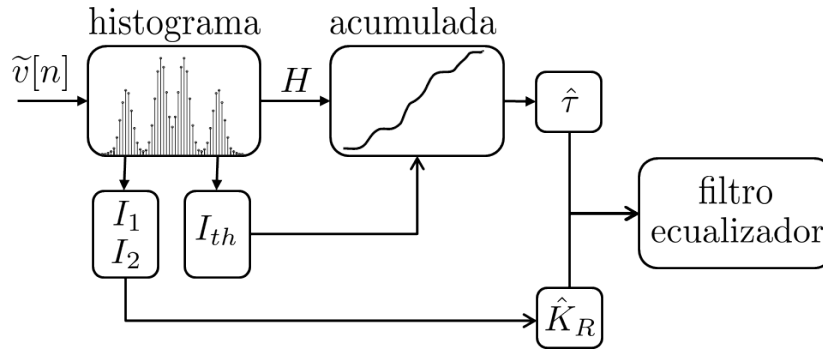


Figura 6.4: Diagrama en bloques de la etapa de procesamiento para estimar los parámetros de desbalances.

Cuando la señal se encuentra distorsionada por la combinación de los efectos de desbalance de amplitud y retardo, la *pdf* resultante está compuesta por cuatro gaussianas cuyas medias son

$$I_1 = \pm I_0 \frac{1 + K_R}{2}, \quad (6.4)$$

$$I_2 = \pm I_0 \frac{1 - K_R}{2}, \quad (6.5)$$

donde K_R es el parámetro de desbalance. En la figura 6.5 se muestran algunos resultados numéricos para la *pdf* de la amplitud para distintos valores del retardo y del parámetro de desbalance. El primer caso mostrado en la figura 6.5a corresponde a la señal ideal. Luego, en la figura 6.5b se muestra un caso solo con desbalance de amplitud (con $\tau = 0$), mientras que en la figura 6.5c la señal solo está afectada por el retardo (con $K_R = 1$). Finalmente, en la figura 6.5d se muestra una combinación de ambos efectos.

En presencia de un retardo, en la función de distribución de probabilidad aparece un nuevo nivel de amplitud I_2 que dependen directamente del valor de K_R . Por lo

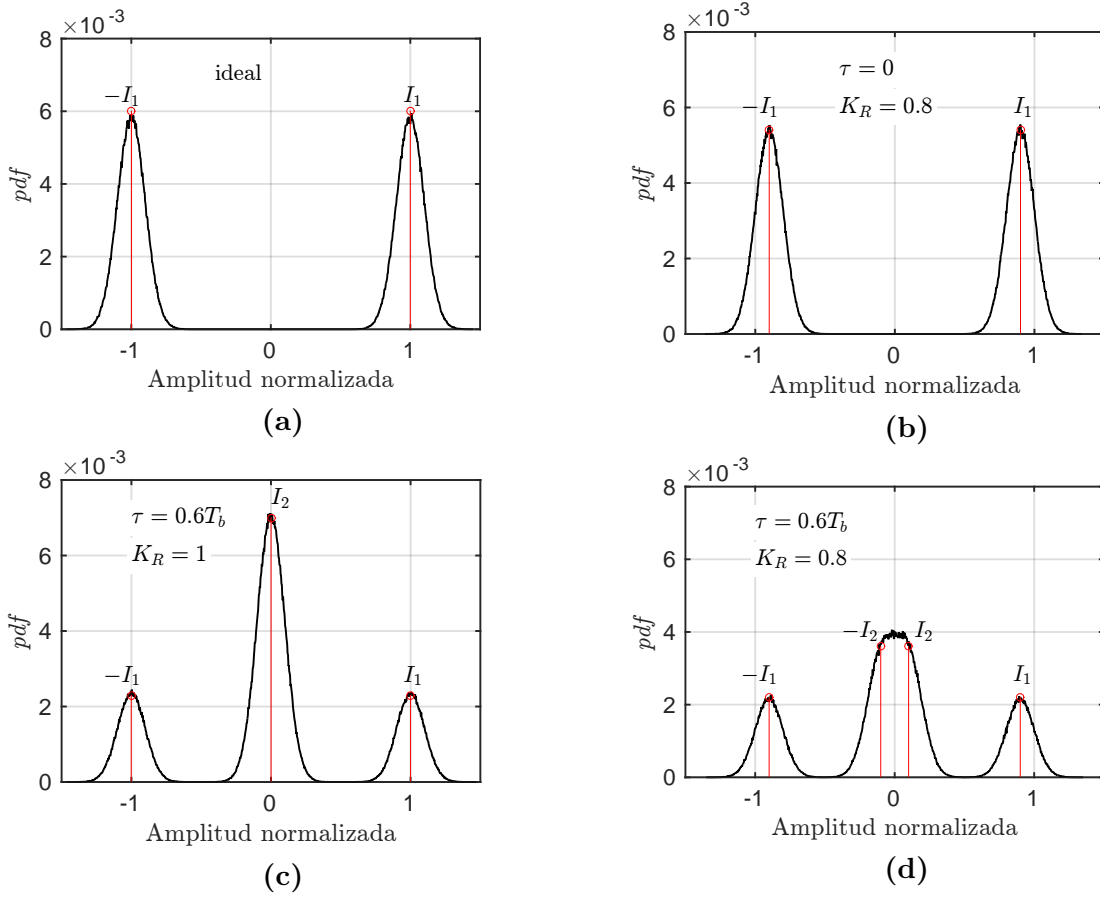


Figura 6.5: Resultados numéricos de la *pdf* para señales DPSK: a) ideal, b) con desbalance en amplitud y sin retardo, c) con retardo y sin desbalance de amplitud y d) ambos efectos.

tanto, en situaciones para la cual $\tau \neq 0$, se puede estimar el valor del desbalance de amplitud como

$$\hat{K}_R = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2}. \quad (6.6)$$

Si el retardo es igual a cero, o muy chico, se dificulta la estimación de K_R debido a que es difícil reconocer el valor de I_2 .

Para estimar el valor del retardo se utilizó la *cdf* de las señales medidas. Esta distribución se obtuvo a partir de la suma acumulativa del histograma normalizado de la amplitud. Se utiliza la *cdf* debido a que permite estimar la probabilidad de detectar niveles de amplitud intermedios debido a la distorsión que genera el retardo relativo entre las señales a las entradas de los fotodiodos. Como se observa en la figura 6.5, la presencia de un retardo distinto de cero ocasiona el aumento de la densidad de probabilidad en nuevos valores de amplitud que dependen del valor de K_R .

Para señales periódicas se puede demostrar que el valor del retardo puede estimarse como

$$\hat{\tau} = T_b P(-I_{th} < x < I_{th}) , \quad (6.7)$$

donde $P(-I_{th} < x < I_{th})$ es la probabilidad de que el valor absoluto de la amplitud de la señal sea menor a un valor de umbral I_{th} , definido a partir del mínimo del histograma entre I_1 y I_2 . Si el retardo es igual a cero dicha probabilidad tiende a cero. Se puede demostrar que

$$P(-I_{th} < x < I_{th}) = 1 - 2 \text{cdf}(-I_{th}) . \quad (6.8)$$

Por lo tanto, reemplazando ec.(6.8) en ec.(6.7) se obtiene la siguiente expresión para el estimador del retardo

$$\hat{\tau} = T_b [1 - 2 \text{cdf}(-I_{th})] . \quad (6.9)$$

6.3. Resultados y discusión

En la figura 6.6a se muestra la función de densidad de probabilidad y en la figura 6.6b se muestra la función de distribución acumulada, ambas para una señal con desbalances medida en el laboratorio. Con el objetivo de estimar la *pdf* a partir del histograma de las muestras adquiridas, se utilizó una secuencia de 10^4 bits con aproximadamente 100 muestras por bit.

En la figura 6.6a se muestra en líneas de trazos rojas los valores obtenidos de I_1 e I_2 para este ejemplo y en la figura 6.6b en línea de trazos negra se observa el valor del umbral I_{th} utilizado para estimar el retardo.

En este ejemplo, el tiempo de bit es igual a 42,85 ns, lo que equivale a una tasa de bits de 23,33 Mb/s. Por lo tanto, el valor del retardo es igual a 20,78 ns ($0,485 T_b$).

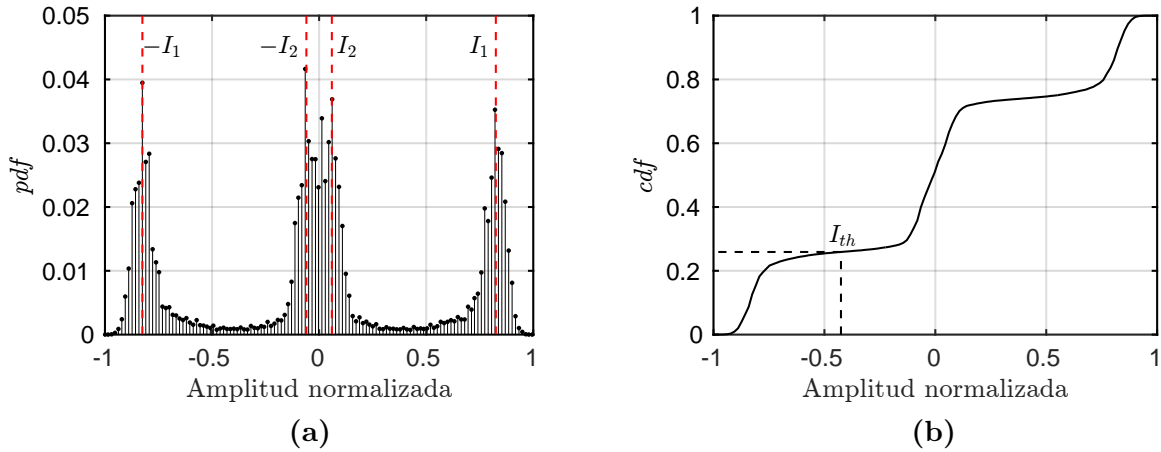


Figura 6.6: a) *pdf* y b) *cdf*, de una señal con desbalances adquirida en el laboratorio.

Al estimar los valores del parámetro de desbalance y el retardo, con el método

descripto previamente, se obtuvieron los siguientes resultados

$$\hat{K}_R = 0,88 ,$$

$$\hat{\tau} = 20,92 \text{ ns } (0,488 T_b) ,$$

respectivamente. Se puede ver que el resultado obtenido para el retardo es muy bueno, con un error relativo menor al 0.5 %. En el caso del desbalance de amplitud no se dispone de un valor para comparar con la estimación.

A continuación, se utilizaron distintos valores de retardos conocidos, variando el tiempo de bit de la señal, y se implementó el método desarrollado para estimar τ utilizando las señales adquiridas. Esto se realizó para distintos escenarios de desbalances en amplitud. En la figura 6.7a se muestran los resultados obtenidos de $\hat{\tau}$ en función del retardo real normalizado con el tiempo de bit. Además se presentan las curvas correspondientes a distintos valores de K_R . En la figura 6.7b se presentan los valores del error relativo correspondientes a las curvas presentadas previamente.

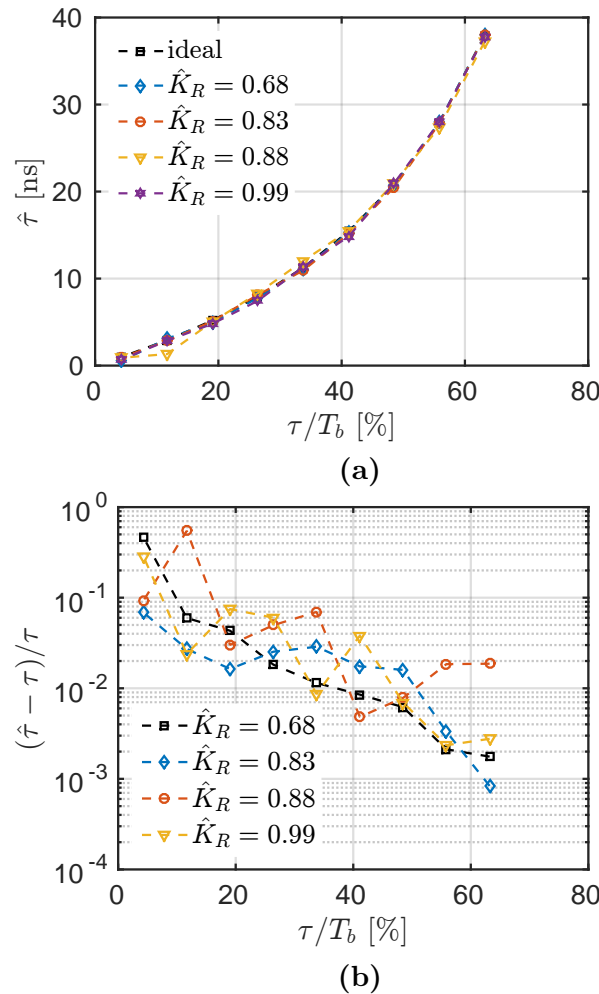


Figura 6.7: Comparación del valor estimado del retardo $\hat{\tau}$ con el valor real normalizado con el tiempo de bit.

Los resultados obtenidos para la estimación de desbalance temporal en señales DPSK periódicas son alentadores ya que se obtuvo en error relativo en la estimación menor al 10 % para retardos mayores al 20 % del tiempo de bit. En el caso de los retardos menores a dicho valor, la estimación se vuelve imprecisa debido a que la determinación del valor de umbral I_{th} presenta mucho error.

Finalmente, se puede concluir que el método desarrollado para estimar los desbalances funciona satisfactoriamente para valores del retardo mayores al 20 %. Con respecto al valor de K_R no se encontró la manera para determinar la validez de la estimación, sin embargo los valores obtenidos son consistentes con lo esperado.

La implementación de este método varía en el caso de que los datos adquiridos correspondan a una secuencia pseudo-aleatoria de bits (PRBS, por sus siglas en inglés), en este caso, la probabilidad de detectar los niveles intermedios de amplitud cambia, por lo que la estimación del retardo está dada por

$$\hat{\tau} = \frac{1}{2} T_b P(-I_{th} < x < I_{th}) \quad (6.10)$$

Otro detalle, no menos importante, de esta técnica, es que depende de la SNR de la señal adquirida. Si esta es muy chica, el error en la estimación, tanto de K_R como de τ va a ser mayor. Una manera de subsanar este efecto es utilizando una mayor cantidad de datos de esta manera, la estimación de la *pdf* mejora y se puede lograr una mejor estimación de los parámetros.

6.4. Implementación del filtro ecualizador

Con el objetivo de compensar los efectos de los desbalances en las señales adquiridas en el laboratorio, se implementó el filtro ecualizador diseñado utilizando los valores de K_R y τ estimados.

Para analizar el desempeño del filtro se compararon los diagramas de ojo de la señal con y sin la implementación del ecualizador analógico, antes y después del filtro adaptado (FA). Debido a que no se pudo adquirir señales DPSK generadas con una secuencia pseudo-aleatoria, no se pudo verificar el desempeño midiendo la probabilidad de error (BER). No obstante, para analizar el comportamiento, se pudo generar una secuencia periódica de 1s y 0s y se analizó el desempeño a través de una máscara de fase en el diagrama del ojo.

Las máscaras preestablecidas definen regiones específicas en el diagrama de ojo, dentro de las cuales los pulsos no deben introducirse. De esta manera, es posible establecer un diseño óptimo del enlace que cumpla ciertas características, dado que si la señal digital que se propaga por el canal atraviesa la máscara se observarían problemas y errores en la comunicación. Existen numerosos estándares que definen las máscaras

para un sistema dado, a partir de las cuales se puede asegurar una mínima calidad de servicio.

En la figura 6.8 se muestran los diagramas de ojo para una señal adquirida con $\hat{\tau}/T_b = 0,63$ y $\hat{K}_R = 0,88$ antes del filtro adaptado. El primer caso (6.8a) corresponde a la señal sin ecualizar mientras que 6.8b y 6.8c corresponden a los resultados obtenidos al implementar el filtro ecualizado analógico con un orden de 50 y 5, respectivamente. El hexágono azul corresponde a la máscara utilizada en el receptor para evaluar el efecto de la distorsión de los pulsos.

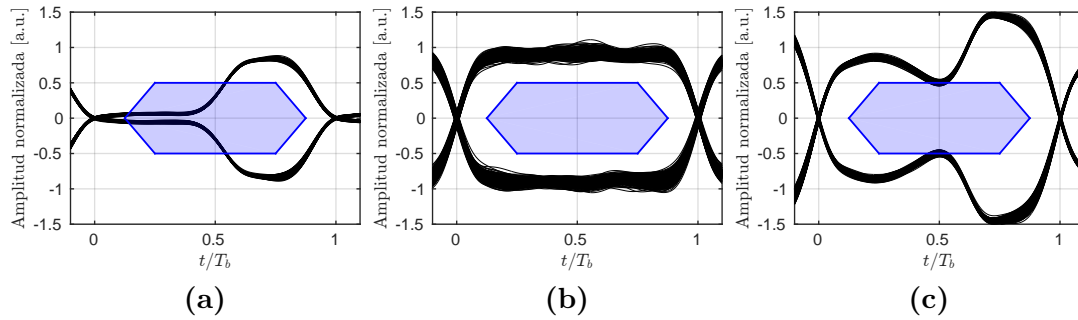


Figura 6.8: Diagramas de ojo para una señal adquirida con $\hat{\tau}/T_b = 0,63$ y $\hat{K}_R = 0,88$ antes del FA: a) sin ecualizador, b) filtro ecualizador con $N = 50$ y c) filtro ecualizador con $N = 5$.

Como puede verse en la figura, cuando no se compensa los desbalances, gran parte de los pulsos caen dentro de la máscara lo que implica un deterioro en el desempeño del sistema.

Al implementar el ecualizador se observa que la forma de los pulsos se aproxima a la situación ideal, obteniendo mejores resultados para un orden mayor del filtro analógico.

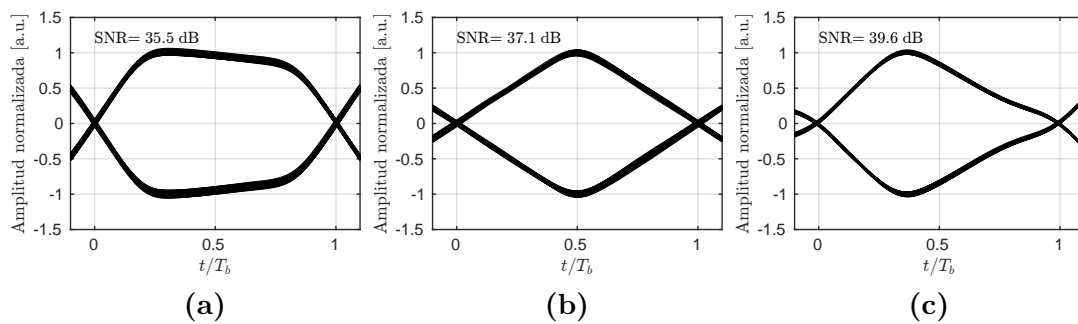


Figura 6.9: Diagramas de ojo para una señal adquirida con $\hat{\tau}/T_b = 0,63$ y $\hat{K}_R = 0,88$ a la salida del FA: a) sin ecualizador, b) filtro ecualizador con $N = 50$ y c) filtro ecualizador con $N = 5$.

En la figura 6.9 se muestran los diagramas de ojo de las señales analizadas previamente a la salida del filtro adaptado. En cada caso se calculó la SNR en el instante de decisión y se obtuvieron los siguientes resultados

$$\text{SNR}_{\text{sin ec.}} = 35,5 \text{ dB},$$

$$\text{SNR}_{\text{ec}, N=50} = 37,1 \text{ dB},$$

$$\text{SNR}_{\text{ec}, N=5} = 39,6 \text{ dB}.$$

La mayor relación señal-ruido se obtuvo para un orden del filtro igual a 5. Ésta es aproximadamente 4 dB mejor que la SNR obtenida para la señal sin compensación y 2,5 dB mayor a la obtenida para un orden del filtro grande ($N = 50$) el cual se aproxima mejor al filtro ideal. Este resultado es consistente con lo obtenido en el análisis numérico y permitió verificar el funcionamiento del ecualizador diseñado.

Capítulo 7

Implementación experimental del esquema DPSK óptico

En este capítulo se analizó la posibilidad de implementar un enlace óptico completo con el esquema de modulación de fase diferencial (DPSK). Para esto se diseñó tanto la etapa del transmisor como la de recepción

7.1. Esquema experimental

En la figura 7.1 se muestra un diagrama del enlace DPSK implementado en el laboratorio. El mismo está formado por la etapa del transmisor donde se lleva a cabo la modulación de fase diferencial, el canal de fibra óptica y la etapa de recepción donde tiene lugar la demodulación de la fase y posteriormente la detección diferencial.

A continuación se presentan algunos de los componentes principales de cada etapa, su desarrollo y caracterización.

7.1.1. Láser

El modulador utilizado opera en las bandas de comunicaciones C y L, es decir, para una longitud de onda entre 1530 nm y 1608 nm. Por este motivo, debido a no disponer de un láser comercial para estas longitudes de onda, se diseñó uno en el laboratorio centrado en $\lambda = 1540$ nm.

El láser desarrollado consiste en un resonador tipo anillo de fibra óptica, su esquema se muestra en la figura 7.2. El funcionamiento de éste consiste en un amplificador óptico de semiconductor (SOA, por sus siglas en inglés) el cual, inicialmente, genera una señal óptica debida a la emisión espontánea amplificada (ASE, por sus siglas en inglés). El ASE pasa a través de un filtro óptico sintonizable en la banda C y cuyo ancho de banda es menor a 1 nm. Luego, la señal filtrada se divide en dos y la mayor parte de la potencia de la señal (90 % aproximadamente) se realimenta a la entrada del SOA.

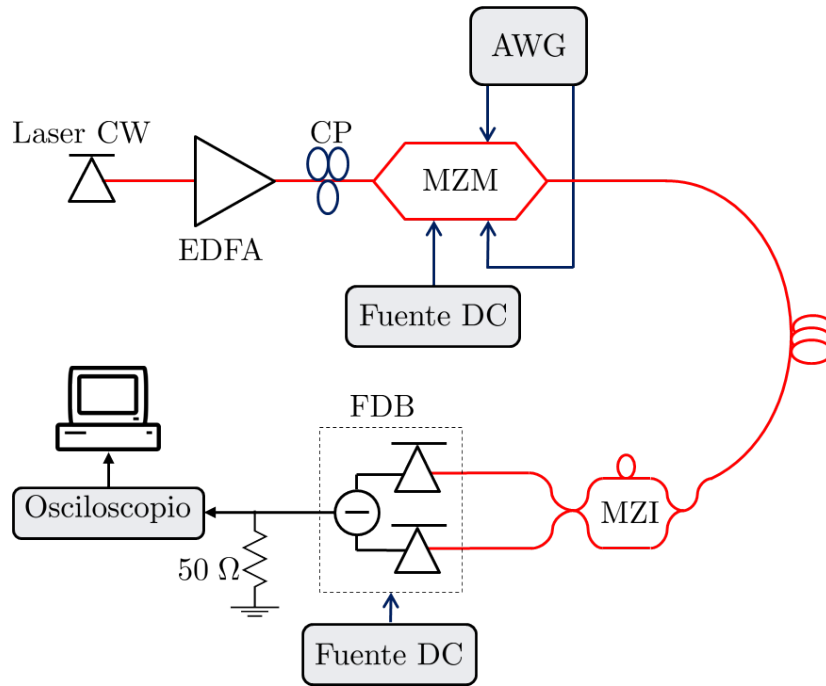


Figura 7.1: Esquema del enlace DPSK desarrollado en el laboratorio.

Esto produce la amplificación por emisión estimulada de la señal óptica centrada en la longitud de onda del filtro. El resto de la potencia óptica conforma la salida del láser. En la figura 7.4 se muestra el espectro del ruido ASE a la salida del OSA (7.4a) y el espectro del láser diseñado (7.4b), ambos adquiridos con un analizador de espectro óptico.

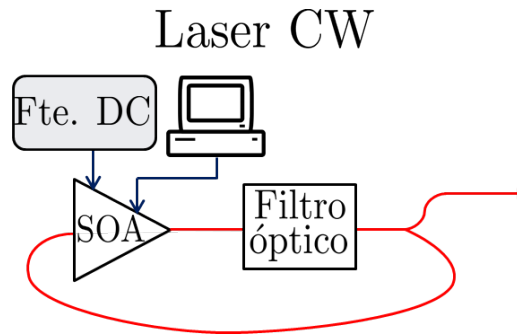


Figura 7.2: Esquema del láser desarrollado en el laboratorio.

A partir del espectro del láser, se obtienen los valores de algunas de las propiedades principales del mismo, estos se presentan en la tabla 7.1. La relación señal-ruido óptica (OSNR, por sus siglas en inglés) se determinó a través de la diferencia, en decibels, entre la potencia pico y la potencia media del piso de ruido.

En general, se observa que los parámetros obtenidos no son muy buenos. Un láser comercial para comunicaciones típicamente tiene un ancho de línea del orden de las decenas de MHz y una OSNR mayor a 50 dB. En particular el ancho de línea va a ser un factor limitante en el diseño del enlace DPSK.

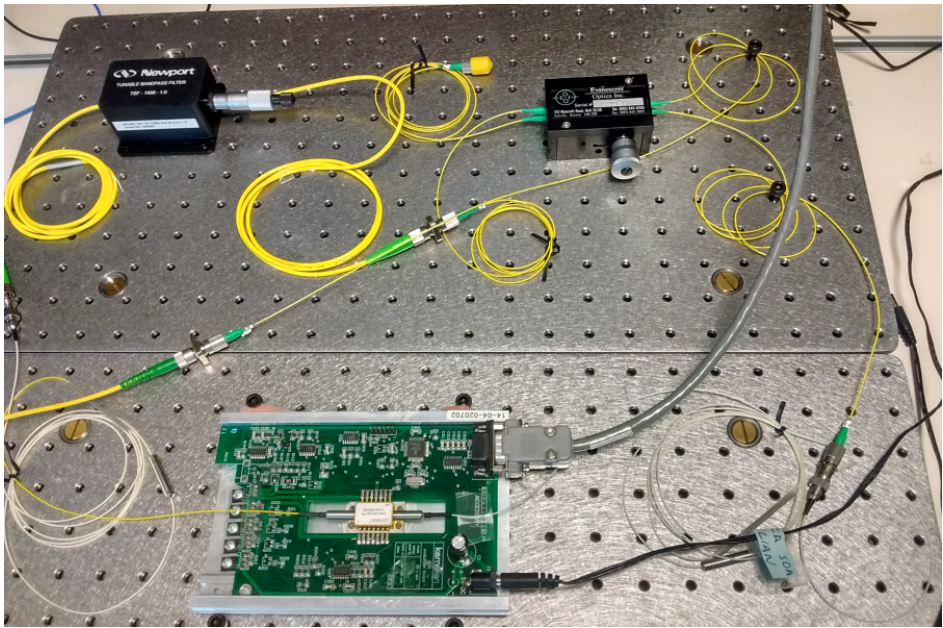


Figura 7.3: Fotografía del láser óptico diseñado.

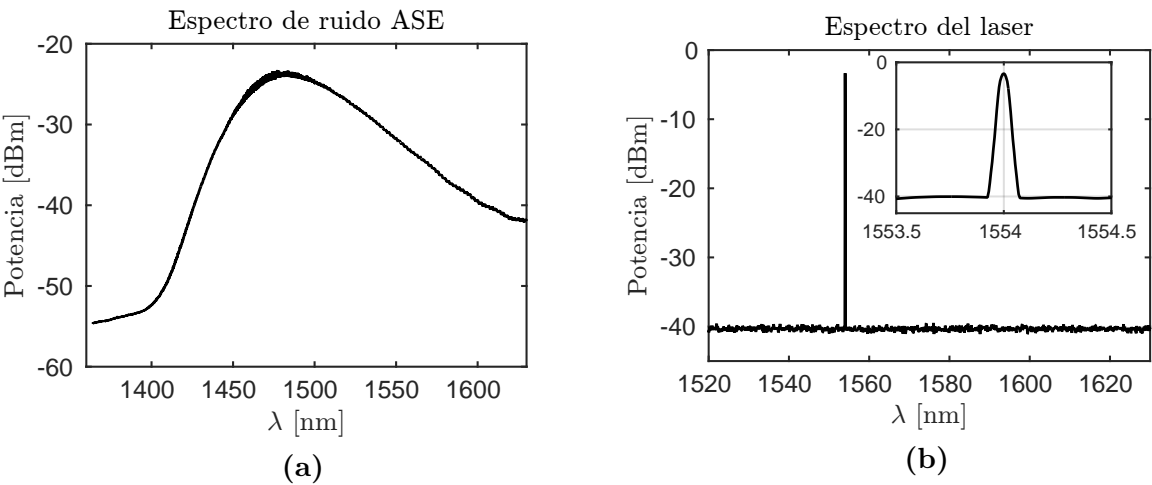


Figura 7.4: a) Espectro de ruido ASE del SOA y b) espectro del láser diseñado. Medidos con un analizador de espectro óptico.

Parámetro		
λ central	1554 nm	193,05 THz
Ancho de línea (3 dB)	0,043 nm	5,34 GHz
Ancho de línea (FWHM)	0,098 nm	12,2 GHz
Potencia pico	-3,34 dBm	0,46 mW
OSNR	37 dB	

Tabla 7.1: Propiedades del láser desarrollado en el laboratorio.

Con el objetivo de aumentar la potencia óptica a la entrada del modulador, se utilizó un amplificador óptico EDFA (siglas en inglés de Amplificador de fibra dopada con Erblio) variable, con una ganancia máxima de 20 dB. En la practica se obtuvo una

potencia a la salida del amplificador igual a 14 dBm (25 mW). A continuación del amplificador se colocó con control de polarización (CP) debido a que la entrada del MZM es susceptible a la polarización de la señal óptica a la entrada. El CP se varió hasta obtener la mayor potencia a la salida del Mach-Zehnder sin modular.

7.1.2. Modulador Mach-Zehnder

La salida del láser es modulada externamente con un modulador Mach-Zehnder. Se utilizó el MZM dual FTM7921ER¹ como el que se muestra en la figura 7.5 junto a la placa desarrollada en el laboratorio para adaptar las señales RF de entrada con la tensión continua de alimentación a través de un circuito denominado *bias-T*. Este dispositivo posee dos entradas para las señales de RF correspondientes a cada brazo del modulador y dos puertos de alimentación para la tensión continua que polariza cada rama.

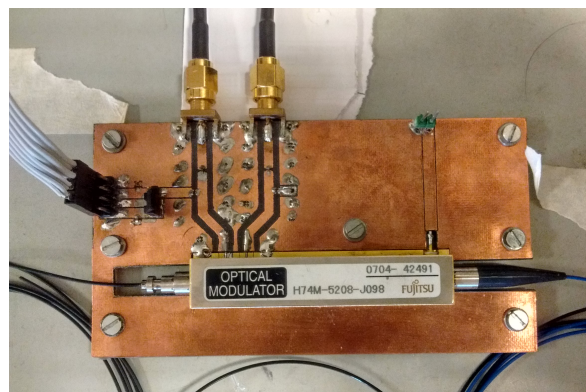


Figura 7.5: Placa del modulador Mach-Zehnder con el circuito de bias.

Caracterización

El MZM fue caracterizado en el laboratorio y se midieron algunos de sus principales parámetros:

- la pérdida por inserción (IL), definida como la atenuación o disminución de la potencia óptica (expresada en decibels) por el simple hecho de ingresar al dispositivo.
- la tasa o índice de extinción (R_{ext}), definido cómo la diferencia en dB entre la potencia máxima y la mínima que se puede obtener a la salida del modulador.
- la tensión V_{π} necesaria para generar un desplazamiento de 180° en la fase de la señal óptica.

¹Luego del apéndice se anexa la hoja de datos de este dispositivo óptico.

El proceso de caracterización consistió en medir la potencia óptica a la salida para distintos valores de tensión de alimentación, sin señal de RF, y con una potencia óptica a la entrada constante.

Se puede demostrar que, considerando los parámetros antes mencionados, la transferencia de potencia del MZM en función de la tensión de alimentación resulta

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{10^{IL/10}} \left[1 + 2\gamma(\gamma - 1) + 2\gamma(1 - \gamma) \cos \left(\frac{\pi}{V_{\pi}} \Delta V_{dc} \right) \right], \quad (7.1)$$

donde P_{in} es la potencia óptica a la entrada y γ es un parámetro que depende del índice de extinción R_{ext} de la siguiente manera

$$\gamma = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{R_{ext}}} \right), \quad (7.2)$$

En la figura 7.6 se muestran los valores obtenidos de la potencia óptica a la salida del MZM en función de la tensión continua de alimentación. En 7.6a se muestran los valores de potencia en [mW] mientras que en 7.6b se muestran en [dB]. En ambos casos se muestra el resultado de ajustar los datos medidos con la ecuación 7.1.

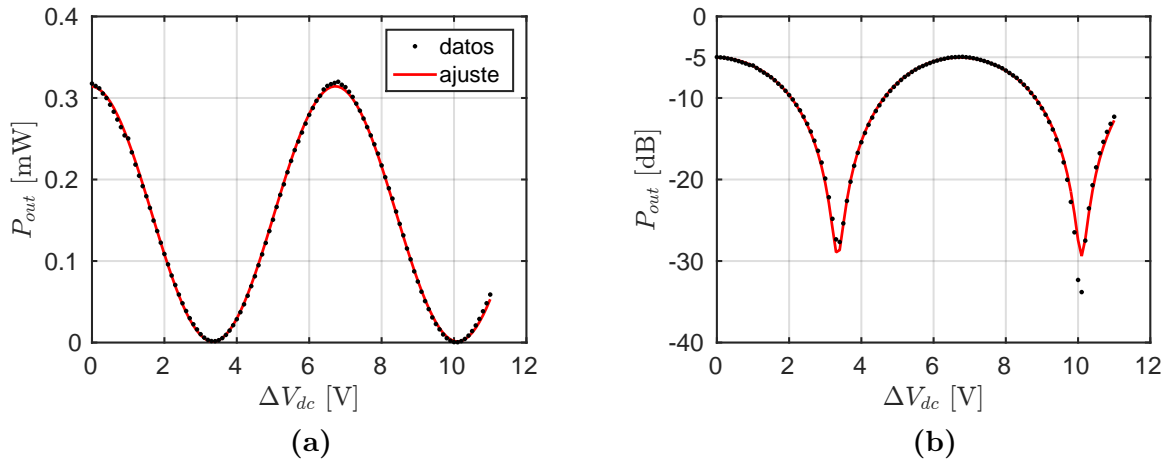


Figura 7.6: Potencia óptica a la salida del MZM en función de la tensión continua de alimentación. a) Potencia en mW, b) Potencia de dB. La curva roja corresponde al ajuste de los datos con la ecuación 7.1.

Los resultados obtenidos de los parámetros del MZM se muestran en la tabla 7.2. Estos se compararon con los valores brindados por el fabricante en la hoja de datos.

Parámetro	Hoja de datos	Ajuste
V_{π}	4 V (max.)	3,4 V
IL	6 dB (max.)	4,8 dB
R_{ext}	18 dB (min.)	24 dB

Tabla 7.2: Propiedades del modulador Mach-Zehnder.

Funcionamiento

Como se analiza en el apéndice A, para operar el MZM como modulador de fase, es necesario que tanto las señales de tensión continua de alimentación como las señales de RF en cada camino del modulador sean iguales, es decir $V_{dc1} = V_{dc2}$ y $v_{ac1}(t) = v_{ac2}(t)$, respectivamente. De esta manera, se tiene que $\Delta v_{ac}(t) = 0$ y $\Delta V_{dc} = 0$ y por lo tanto la potencia a la salida del MZM es máxima e independiente de la modulación y está dada por

$$P_{out} = \frac{P_{in}}{10^{IL/10}} . \quad (7.3)$$

Por otro lado, la fase de la portadora depende de la suma de las tensiones de RF y de continua de la siguiente manera

$$\Phi_{out}(t) = \frac{\pi}{V_{\pi}}(v_{ac2}(t) + v_{ac1}(t) + V_{dc2} + V_{dc1}) + \theta_c , \quad (7.4)$$

y por lo tanto, para $V_{dc1} = V_{dc2}$ y $v_{ac1}(t) = v_{ac2}(t)$, se obtiene

$$\Phi_{out}(t) = \frac{2\pi}{V_{\pi}}(v_{ac}(t) + V_{dc}) + \theta_c . \quad (7.5)$$

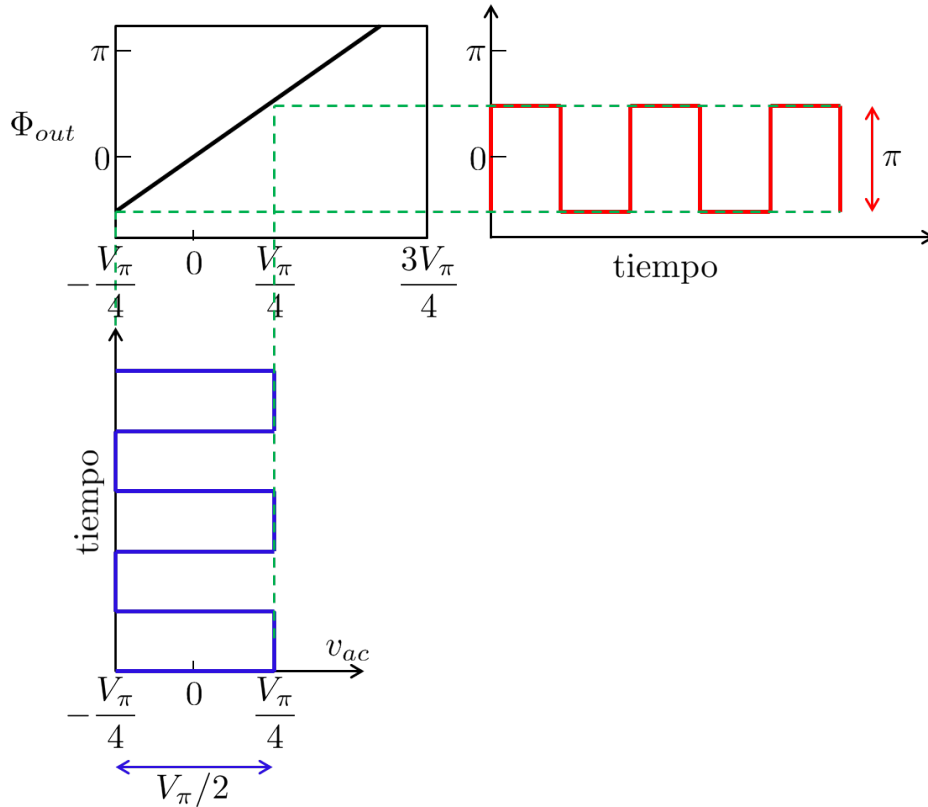


Figura 7.7: Variación de la fase óptica a la salida del MZM en función de la tensión aplicada.

Si se utiliza un valor de tensión continua igual a cero, entonces la fase varía lineal-

mente con la tensión de RF aplicada. Para obtener la señal DPSK con pulsos NRZ, se debe utilizar una señal de modulación NRZ cuya tensión pico a pico sea igual a $V_\pi/2$. En la figura 7.7 se muestra la dependencia de la fase óptica con la tensión aplicada y la salida generada para una señal de modulación v_{ac} cuadrada.

Finalmente, dados los resultados de la caracterización del modulador Mach-Zehnder, para lograr la modulación de fase de la portadora óptica es necesario:

- $V_{dc1} = V_{dc2}$,
- $v_{ac1} = v_{ac2} = v_{ac}(t)$,
- $V_{p-p} = 1,7 \text{ V}$.

7.1.3. Interferómetro Mach-Zehnder

El interferómetro Mach-Zehnder forma parte de la etapa de recepción y es el dispositivo encargado de convertir la modulación de fase en una señal modulada en intensidad. En la figura 7.8 se muestra una fotografía del MZI implementado en el laboratorio.

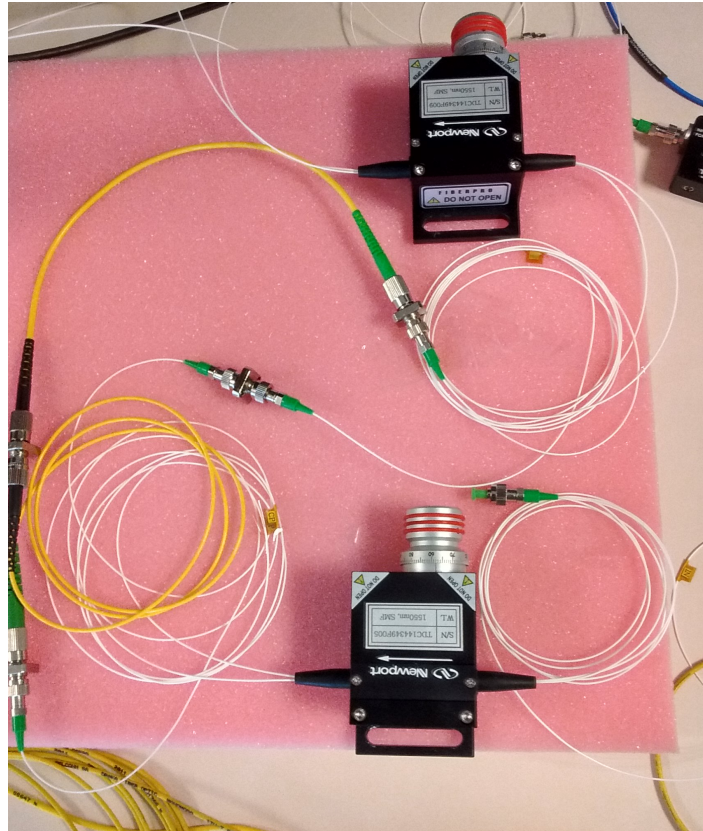


Figura 7.8: Fotografía del Interferómetro Mach-Zehnder implementado en el laboratorio.

Este consiste en dos acopladores variables conectados en serie y un retardo generado por 1 m aproximadamente de fibra óptica (*patch-core* amarillo en la figura). Al utilizar

esta longitud de fibra, el retardo resultante es del orden de $\tau = 5$ ns, lo que equivale a una tasa de 200 Mb/s. La limitación para mayores tasas aparece principalmente en el generador AWG.

Caracterización

Para caracterizar el interferómetro Mach-Zehnder se midió el valor del retardo de fibra óptica. Para esto, se utilizó una señal modulada en intensidad a la entrada del primer acoplador y se detectaron con el FDB las señales ópticas en cada rama, antes del segundo acoplador. En la figura 7.9 se muestra un esquema del proceso para medir el valor de τ .

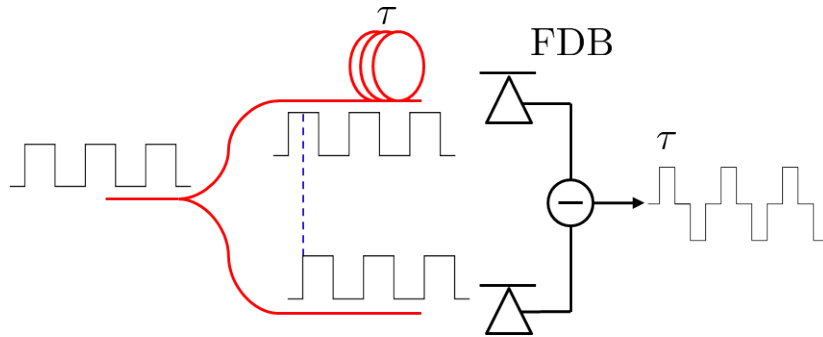


Figura 7.9: Esquema experimental para medir el valor del retardo entre las ramas del MZI.

De esta manera, se observó el ancho de los pulsos a la salida del detector balanceado para determinar el valor del retardo, obteniendo

$$\tau = (4,6 \pm 0,1) \text{ ns},$$

lo cual es un valor consistente con la diferencia de longitud de fibra entre cada rama.

Para compensar la diferencia de atenuación entre cada rama del interferómetro, se utilizaron los acopladores variables. Al ingresar con una potencia y fase óptica constantes al MZI, se espera que la salida del FDB sea nula. Utilizando ambos acopladores variables se buscó esta situación.

Función de transferencia de potencia

Se puede demostrar que las funciones de transferencia de potencia en función de la frecuencia de la portador óptica, para los puertos de salida del MZI, dependen del valor del retardo τ y están dadas por

$$T_1 = \frac{1}{2}(1 - \cos(\omega\tau)) , \quad (7.6)$$

$$T_2 = \frac{1}{2}(1 + \cos(\omega\tau)) , \quad (7.7)$$

donde T_1 corresponde al puerto de interferencia destructiva y T_2 al puerto de interferencia constructiva. En la figura 7.10 se muestran las curvas de la transferencia de potencia en decibeles en función de la longitud de onda de la portadora para el valor del retardo medido previamente.

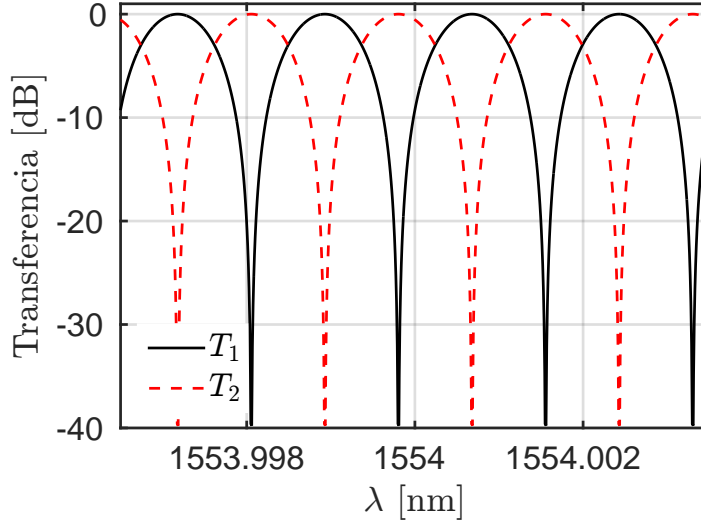


Figura 7.10: Transferencia de potencia del MZI para un retardo $\tau = 4,6$ ns. La curva negra corresponde al puerto de interferencia destructiva y la curva roja corresponde al puerto de interferencia constructiva.

El índice de periodicidad (FSR, siglas de *Free spectral range*) se define como la distancia (en términos de la frecuencia o la longitud de onda) entre dos máximos consecutivos de la función de transferencia. Se puede probar que en el caso del MZI, el FSR está dado por

$$\text{FSR [Hz]} = \frac{2}{\tau}, \quad (7.8)$$

o bien,

$$\text{FSR [m]} = \frac{2\lambda_c^2}{c\tau}. \quad (7.9)$$

Reemplazando $\tau = 4,6$ ns en ambas ecuaciones, y considerando $\lambda_c = 1554$ nm, se obtiene un índice de periodicidad igual a

$$\text{FSR} = 0,0035 \text{ nm} = 434,8 \text{ MHz}.$$

7.2. Resultados y discusión

A continuación se presentan los resultados obtenidos al implementar el enlace DPSK para una tasa dada por

$$R_b = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{4,8 \text{ ns}} = 208,3 \text{ MHz.} \quad (7.10)$$

Para transmitir una secuencia $\{b_k\}$ de unos y ceros alternados

$$\{b_k\} = 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, \dots ,$$

la secuencia $\{d_k\}$ precodificada resultante es igual a

$$\{d_k\} = 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0, 0, \dots .$$

Por este motivo, la señal con la cual se modula al MZM es una señal cuadrada cuyo tiempo de bit es igual al doble de τ , es decir, $T_{b_{mod}} = 9,6 \text{ ns}$ y la tensión pico a pico es igual a 3,4 V, por lo analizado previamente.

En la figura 7.11a se muestra la potencia a la salida del MZM luego de la modulación de fase, a modo de comparación se muestra en la figura 7.11b la portadora óptica modulada en intensidad utilizando el mismo MZM.

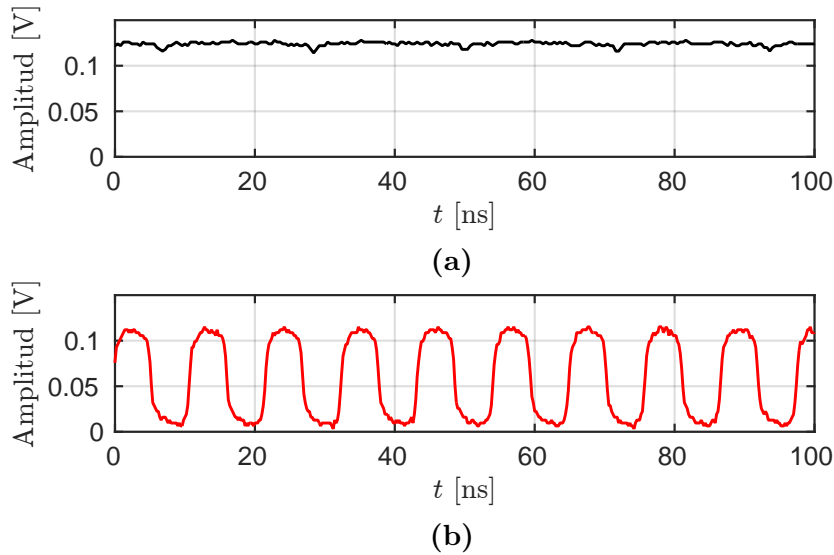


Figura 7.11: Potencia a la salida del MZM: a) Modulación de fase DPSK, b) Modulación de intensidad OOK.

Como puede verse, cuando se utiliza el MZM como modulador de fase, se obtiene a la salida una señal óptica con intensidad constante, con unos pequeños picos que se repiten periódicamente que se deben a una diferencia temporal entre las señales eléctricas que modulan ambos brazos del Mach-Zehnder.

Al implementar el MZI para demodular la señal DPSK y detectar con el FDB se

observa que la señal es muy inestable. Sin embargo, por momentos se puede observar la señal bipolar que se espera a la salida del FDB, con la secuencia de datos alternados.

En la figura 7.12 se muestra una sección de la señal adquirida al demodular la señal DPSK. Este resultado es alentador ya que si bien la señal se recibe correctamente por escasos momentos, el hecho de que así ocurra implica que la demodulación de fase se lleva a cabo aunque no de forma constante, debido a problemas en la implementación del receptor.

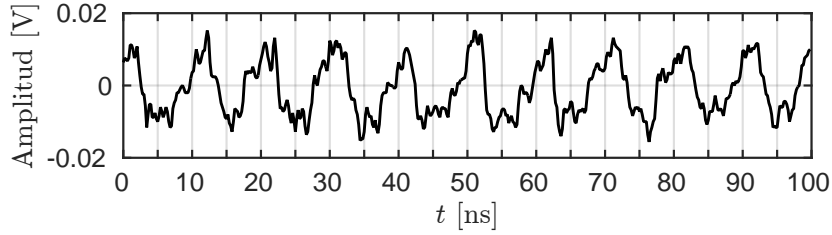


Figura 7.12: Señal DPSK recibida.

La salida del filtro adaptado para la señal adquirida en el laboratorio se observa en la figura 7.13. Como puede verse, debido a la característica de filtro pasa bajo que posee el FA gran parte del ruido de la señal se elimina. Los puntos rojos en la figura corresponden al instante de decisión en el cual se compara la salida del filtro con un umbral igual a cero. Como se esperaba, se obtuvo como resultado la secuencia lógica de unos y ceros alternados.

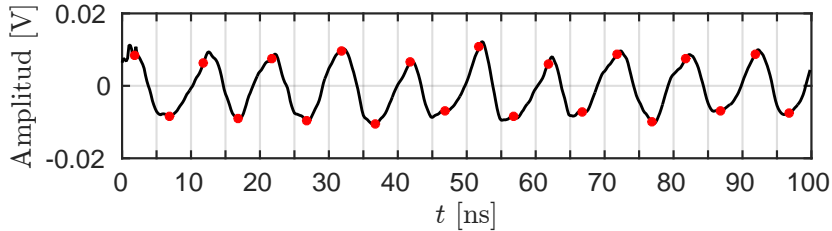


Figura 7.13: Salida del filtro adaptado.

La inestabilidad en la recepción se debe principalmente a la relación entre el ancho de línea del láser y el índice de periodicidad del MZI. De los valores obtenidos al caracterizar ambos componentes, se tiene que

$$\frac{BW_{\text{laser}}}{FSR_{\text{MZI}}} = 12,3 , \quad (7.11)$$

es decir, que en el ancho de banda de la portadora óptica entran más de 12 máximos y mínimos de la transferencia del interferómetro. Por lo tanto, el ruido de fase del láser produce mucha variación en la respuesta del receptor y se cree que es el principal factor por el cual no puede implementarse correctamente el receptor DPSK.

Para subsanar esto hay dos posibilidades. La primera consiste en utilizar un láser en 1550 nm con menor ancho de línea que el láser de anillo desarrollado. En segundo

lugar, se podría aumentar la tasa de bits, y por lo tanto, disminuir el valor del retardo. De esta manera el valor del FSR es mayor (depende inversamente del retardo). Sin embargo para esto también es necesario contar con el equipo adecuado para generar y detectar las señales eléctricas de mayor frecuencia.

Si se utiliza una tasa de transmisión de 10 Gb/s, el FSR es igual a 20 GHz, por lo tanto, se podría utilizar el láser de anillo diseñado en el laboratorio cuyo ancho de línea es 5,34 GHz.

Capítulo 8

Conclusiones

8.1. Sobre la tesis

El formato de modulación de fase diferencial (DPSK) presenta un mejor desempeño, medido en términos de la probabilidad de error de bit en función de la SNR, que el formato tradicional *On-Off Keying* (OOK).

En comparación, las etapas que componen el transmisor DPSK (con pulsos NRZ) son iguales a las que componen típicamente el transmisor OOK. La diferencia radica en el acondicionamiento de las señales eléctricas que modulan el láser a través de un modulador Mach-Zehnder (MZM).

Al analizar la etapa de recepción para ambos formatos se observa que la implementación de DPSK tiene un grado de complejidad mayor que la de OOK (aunque sin llegar al nivel que presentan los formatos de modulación coherentes). Esto se debe principalmente a la necesidad de demodular la fase de la señal óptica, utilizando un interferómetro Mach-Zehnder (MZI), para generar dos señales moduladas en la intensidad que luego son detectadas con un fotodetector balanceado (FDB).

Independientemente de la tecnología que se utilice en la fabricación del MZI y su integración con el FDB, estos dispositivos presentan imperfecciones o desajustes (debidos al proceso de fabricación o a la implementación en el laboratorio) que impactan en el desempeño del sistema DPSK. Por este motivo resulta importante al momento de la recepción el uso de ecualizadores que permitan compensar los efectos de las imperfecciones.

En este trabajo se analizaron principalmente los efectos que tienen sobre el desempeño del receptor óptico DPSK las imperfecciones en el fotodetector balanceado y en la etapa intermedia entre éste y el interferómetro. Puntualmente se trabajó sobre las degradaciones debidas a un desajuste entre las responsividades de los fotodiodos y al desbalance temporal entre las fotocorrientes generadas en cada uno. Este último puede ser tanto de origen óptico (diferencia de camino de fibra óptica o guías de onda)

o bien de origen eléctrico (diferencia de camino en el circuito del FDB).

Estos efectos fueron exhaustivamente estudiados de forma analítica a través de un modelo propuesto para ambos desbalances, los cuales se caracterizaron por el parámetro de desbalance de amplitud K_R y el retardo o desajuste temporal τ . A partir de estos se halló una expresión analítica aproximada para la probabilidad de error de bit en función de la SNR, la cual se comparó con la situación ideal. Esto permitió dimensionar, en términos de la penalidad en la SNR, la degradación del desempeño para distintos escenarios de desbalances. Como resultado se encontró que la penalidad crece considerablemente al aumentar el desajuste temporal entre los detectores, alcanzando valores mayores a 10 dB.

A partir de este resultado se observa que la ventaja en el desempeño que posee DPSK frente a OOK se ve comprometida por la susceptibilidad a imperfecciones que posee la implementación del receptor DPSK. En particular si no se considera el desbalance de responsividad entre los fotodiodos ($K_R = 1$) se encontró que para retardos mayores al 40 % del tiempo de bit se obtiene una penalidad mayor a 3 dB, y por lo tanto OOK resulta más eficiente que DPSK.

Cabe destacar que en términos prácticos, el valor del retardo depende de la tasa de transmisión del enlace. En un sistema DPSK, de 40 Gb/s, una diferencia de camino de 2 mm en fibra óptica (o 0,7 mm en guías de ondas basadas en SOI) entre los fotodiodos que componen el FDB corresponde a un $\tau = 0,4 T_b$ y por ende, el desempeño empeora aproximadamente 3 dB. Esta diferencia entre los caminos ópticos (ya sea por fibra o guía de onda) no es improbable teniendo en cuenta los posibles errores de fabricación de los dispositivos.

Frente a esta problemática se planteó una solución para compensar la degradación en el esquema DPSK mediante la implementación de un filtro ecualizador diseñado a partir de la respuesta inversa del sistema con imperfecciones. Se desarrolló tanto una versión analógica como una digital del filtro, atendiendo a las necesidades de utilizarlo en ambos dominios.

A través de simulaciones numéricas del receptor óptico DPSK se halló que la ganancia del ecualizador (tanto analógico como digital) aumenta a medida que crece el valor del desajuste temporal entre los detectores. Mientras que la dependencia de la ganancia con el parámetro de desbalance de amplitud es prácticamente nula para los valores de K_R estudiados (hasta un 20 % de desbalance, es decir, K_R entre 1 y 0,8).

Al implementar el filtro ecualizador analógico de orden 5, se demostró que para valores del retardo hasta un 40 % del tiempo de bit se alcanza el desempeño del receptor ideal, debido a que se logra compensar en gran parte los efectos de los desbalances. Para retardos mayores la penalidad disminuye algunos decibels cuando se implementa el filtro, pero no se alcanza la condición ideal, esto se debe a que el ecualizador disminuye la relación señal-ruido y no compensa completamente las imperfecciones. Pese a esto

se observa que el límite de la penalidad igual a 3 dB se alcanza para un valor mayor al 70 % del tiempo de bit, demostrando una gran mejoría con respecto al sistema sin ecualizar.

Luego se estudió el desempeño del filtro ecualizador para distintos ordenes de la aproximación, también mediante simulaciones numéricas. Esto se llevó a cabo con el objetivo de verificar si el orden del filtro que se venía utilizando ($N = 5$) resultaba una buena elección en términos de la relación de compromiso que existe entre la calidad de la compensación y el aumento del ruido en el receptor. Si bien en los resultados obtenidos no se observaron grandes diferencias en la ganancia del filtro para cada orden, se corroboró que el valor de N utilizado efectivamente presenta (en la mayoría de los escenarios de desbalances) el mejor desempeño. Así también, se constató que para los casos extremos de N ($N = 10$ y $N = 2$) se obtiene la menor ganancia. Este análisis podría ser profundizado en futuras investigaciones en vista de cuantificar la relación de compromiso y así optimizar el diseño del ecualizador.

En el caso de la implementación del filtro digital de orden 5, las curvas obtenidas de la ganancia en función del retardo son similares a las discutidas en el caso analógico. Sin embargo existe una diferencia del orden de 0,5 dB entre ambas curvas, siendo mejor el desempeño del caso analógico. Esto se debe principalmente al efecto de *warping* el cuál se hace presente en el diseño del filtro digital.

Habiendo concluido la etapa de verificación numérica del filtro, se llevó adelante la etapa de verificación experimental. Ésta consistió en la implementación en el laboratorio de un sistema para generar señales ópticas y detectarlas con un FDB, para luego adquirir la señal eléctrica. Utilizando un retardo de fibra óptica y un acoplador variable se analizaron distintos escenarios de desbalances. Con el objetivo de aplicar el filtro a las señales adquiridas, fue necesario el diseño de un algoritmo para estimar los parámetros K_R y τ a partir del histograma de la amplitud de las señales.

Se obtuvieron resultados positivos al implementar el algoritmo para estimar los parámetros de desbalances. Esta estrategia resultó funcional dado que en las situaciones analizadas la SNR de las señales adquiridas era grande ya que, caso contrario, hubiese aumentado el margen de error en la estimación.

Habiendo estimado los parámetros de desbalances, se implementó el filtro ecualizador analógico y se dió paso al análisis de su desempeño. Teniendo en cuenta que en el laboratorio no se disponía de un sistema para generar señales DPSK pseudo-aleatorias, no se pudo llevar adelante un análisis del desempeño en términos de la probabilidad de error de bit. Dada esta circunstancia se decidió analizar el funcionamiento del filtro mediante la observación de los diagramas de ojo de las señales adquiridas (antes y después de la ecualización).

Tanto el trabajo realizado en simulaciones numéricas como en el laboratorio, verifican el buen funcionamiento del filtro ecualizador, y por ende se puede asegurar que su

implementación en los sistemas DPSK resultará favorable para aumentar la tolerancia a los desbalances en el receptor.

Como última instancia de investigación, se propuso implementar un enlace con el formato de modulación DPSK en el laboratorio para lo que fue necesario el desarrollo de las distintas etapas que componen el transmisor y el receptor. Se implementó un láser en 1550 nm utilizando un resonador basado en un anillo de fibra óptica, un modulador Mach-Zehnder junto con la placa diseñada en el laboratorio para acondicionar las señales eléctricas de modulación, un interferómetro Mach-Zehnder fabricado con componentes discretos y un fotodetector balanceado también desarrollado en el laboratorio. Todos estos dispositivos fueron caracterizados para su implementación.

Los resultados obtenidos en la etapa de transmisión fueron satisfactorios ya que se pudo probar que se logra la modulación de fase de la portadora óptica obteniendo una intensidad constante (y máxima) a la salida del MZM. Sin embargo, la etapa de recepción no se pudo llevar a cabo de forma ideal. Debido a que el ancho de línea del láser desarrollado es mucho mayor que el índice de periodicidad de la transferencia del MZI, la señal detectada luego del interferómetro es muy inestable. Aun así, por momentos se pudo detectar la señal bipolar que se espera a la salida del FDB, lo cual valida el trabajo realizado y motiva nuevas investigaciones y desarrollos que continúen esta línea de trabajo.

8.2. Trabajo a Futuro

Los avances realizados durante el proceso de la maestría abren distintas líneas de trabajo que pueden ser tenidas en cuenta a la hora de continuar la investigación y el desarrollo en el sistema de modulación DPSK óptico. Estas investigaciones resultarán de gran relevancia ya que, como se ha analizado, este formato de modulación es una alternativa ventajosa frente a otros esquemas de modulación, tanto en enlaces de fibra óptica de corta, media y larga distancia, como también en enlaces inalámbricos.

En primer lugar, y en referencia a la problemática estudiada, puede resultar interesante el análisis de otras técnicas posibles para diseñar el ecualizador y, de esta manera, comparar con el diseño realizado a partir de la respuesta inversa del sistema. Por ejemplo implementar un filtro de Wiener permite optimizar, en términos del mínimo error cuadrático medio, la compensación de las imperfecciones y puede ser utilizado como punto de partida para diseñar un filtro adaptativo de Kalman [23] el cual utiliza las mismas señales adquiridas para estimar y ecualizar las imperfecciones.

En segundo lugar, como trabajo futuro se propone continuar con las pruebas de laboratorio para implementar el enlace DPSK y verificar las curvas de probabilidad de error de bit mediante mediciones. Para esto se propone avanzar utilizando otro láser como portadora óptica o bien aumentar las tasas de transmisión. Además, sería

enriquecedor llevar a cabo el proceso de diseño y fabricación del interferómetro de Mach-Zehnder basados en *silicon-on-insulator* (SOI) [8, 9, 24–27], la cual es una de las técnicas más utilizadas en la fabricación de estos dispositivos.

Apéndice A

Modulador Mach-Zehnder

El modulador Mach-Zehnder (MZM) es un dispositivo óptico que se basa en el efecto de interferencia del campo eléctrico para modular la intensidad y la fase de la señal óptica a la entrada. Su funcionamiento consiste en dividir la señal óptica y guiarla por dos caminos, los cuales típicamente, están formados por un cristal de LiNbO_3 (Niobato de litio). El mismo, presenta la propiedad de que su índice de refracción efectivo depende de la tensión eléctrica aplicada externamente. A primer orden, se puede expresar esta dependencia cómo

$$n(v) = n_0 + \eta v(t) , \quad (\text{A.1})$$

donde $v(t)$ es la tensión aplicada, n_0 es el valor del índice efectivo cuando no se aplica ninguna señal externa y η es un parámetro que depende de la fabricación del modulador.

Se conoce como modulador de Mach-Zehnder de control dual (DD-MZM, siglas en inglés de *dual-drive Mach-Zehnder modulator*), al modulador de este tipo que permite controlar la tensión externa de ambos caminos o brazos del dispositivo independientemente, como se muestra esquemáticamente en la figura A.1.

Las señales ópticas de cada brazo del MZM interfieren en un segundo acoplador y, debido a la diferencia de fase aplicada a través de la tensión eléctrica, se modula la intensidad y/o la fase de la portadora óptica.

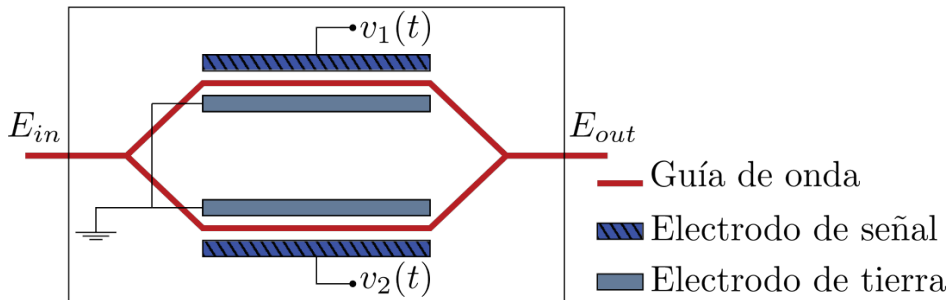


Figura A.1: Modulador Mach-Zehnder.

La constante de propagación β en cada brazo del MZM depende directamente del índice efectivo de la guía de onda de la siguiente manera

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} n(v) , \quad (\text{A.2})$$

donde λ_0 es la longitud de onda de la portadora óptica. Por lo tanto, reemplazando la ecuación (A.1) en la ecuación (A.2) se obtiene

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_0} n_0 + \frac{2\pi\eta}{\lambda_0} v(t) . \quad (\text{A.3})$$

Suponiendo que n_0 y η son iguales en ambos caminos del MZM, se puede demostrar que el campo eléctrico a la salida del modulador, el cual es resultado de la interferencia de la señal de ambos brazos, está dado por

$$E_{out}(v_1, v_2) = E_{in} \cos \left[\frac{\Delta\beta(v_2) - \Delta\beta(v_1)}{2} L \right] \exp \left[j \left(\frac{\Delta\beta(v_2) + \Delta\beta(v_1)}{2} \right) L \right] \quad (\text{A.4})$$

donde E_{in} es el campo a la entrada del modulador y L es la longitud de cada rama. Reemplazando la ecuación (A.3) en la expresión del campo a la salida, se obtiene

$$E_{out}(v_1, v_2) = E_{in} \cos \left[\frac{L\pi\eta}{\lambda_0} (v_2(t) - v_1(t)) \right] \exp \left[j \frac{L\pi\eta}{\lambda_0} (v_2(t) + v_1(t)) + j \frac{2L\pi}{\lambda_0} \right] . \quad (\text{A.5})$$

Se define como un parámetro del modulador Mach-Zehnder, la constante V_π dada por

$$V_\pi = \frac{\lambda_0}{L\eta} , \quad (\text{A.6})$$

la cual corresponde a la tensión eléctrica necesaria que debe ser aplicada para generar un corrimiento de 180° en la fase de la portadora óptica. Como puede verse, este parámetro depende de las dimensiones del MZM y de propiedades del cristal de LiNbO_3 .

Finalmente, a partir de la ecuación (A.5), se puede escribir la intensidad y la fase de la portadora como

$$P_{out}(t) = \frac{E_{in}^2}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{V_\pi} (v_2(t) - v_1(t)) \right) \right] , \quad (\text{A.7})$$

$$\Phi_{out}(t) = \frac{\pi}{V_\pi} (v_2(t) + v_1(t)) + \theta_c , \quad (\text{A.8})$$

respectivamente, donde $\theta_c = \frac{2L\pi}{\lambda_0}$.

A.1. Modulación de intensidad

Si se considera que las tensiones externas aplicadas cumplen que

$$v_2(t) = -v_1(t) = v(t) , \quad (\text{A.9})$$

es decir, son opuestas, entonces la potencia a la salida del MZM está dada por

$$P_{out}(t) = \frac{P_{in}}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{2\pi}{V_\pi} v(t) \right) \right] . \quad (\text{A.10})$$

Como puede verse, la potencia no depende linealmente de la tensión aplicada, sino que varía según el coseno de esta. En la figura A.2 se muestra la potencia a la salida del modulador (normalizada con la potencia óptica a la entrada) en función de la tensión.

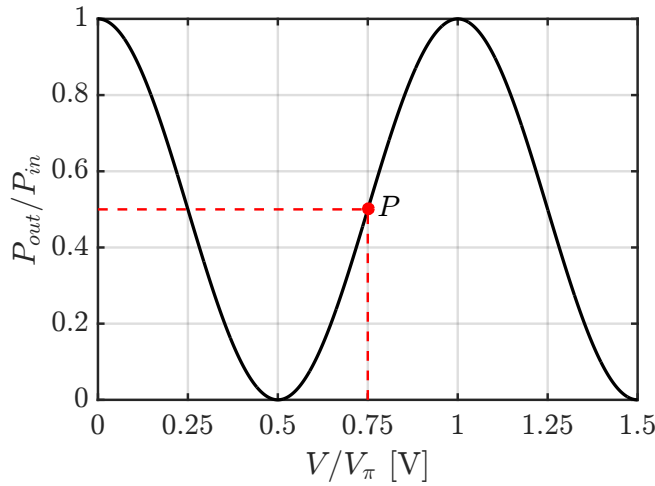


Figura A.2: Transferencia de potencia en función de la tensión aplicada en cada brazo del MZM.

Para implementar la modulación *On-Off Keying* (OOK), donde la intensidad varía entre un estado de encendido, correspondiente a un máximo de potencia y un estado de apagado, dado por el mínimo de potencia a la salida, se requiere polarizar el modulador con una tensión continua para centrar su funcionamiento en lo que se conoce como punto de cuadratura (punto rojo P en la figura A.2), ubicado en la mitad entre un mínimo y un máximo de la transferencia de potencia, es decir $V_P = \frac{3}{4}V_\pi$. Esta polarización se genera con un nivel de tensión continua fijo

$$\Delta V_{DC} = V_{DC2} - V_{DC1} = \frac{3}{4}V_\pi , \quad (\text{A.11})$$

donde $V_{DC1,2}$ son las tensiones de continua en cada rama del modulador. Luego, para obtener la potencia a la salida modulada en intensidad OOK, los pulsos de la señal de tensión eléctrica que modulan al mismo tiempo ambos brazos el MZM, tienen que tener una amplitud pico a pico dado por $V_{p-p} = V_\pi/2$.

A.2. Modulación de fase

Partiendo de la suposición de que

$$v_2(t) = v_1(t) = v(t) , \quad (\text{A.12})$$

y reemplazando en las ecuaciones (A.7) y (A.8), se obtiene a la salida del MZM una señal óptica de intensidad constante, cuya fase depende linealmente de la tensión aplicada de la siguiente manera

$$\Phi_{out}(t) = \frac{2\pi}{V_\pi} v(t) + \theta_c . \quad (\text{A.13})$$

Por lo tanto, para generar la modulación DPSK, en la cual la diferencia de fase de la portadora óptica, entre un ‘1’ y un ‘0’ lógico es igual a π radianes, se necesita una señal de tensión eléctrica cuya amplitud pico a pico sea igual a $V_\pi/2$. En la figura A.3 se muestra la fase de la señal óptica a la salida del MZM en función del voltaje aplicado. En rojo se muestra que una variación de $V_\pi/2$ volts equivale a un cambio de 180° a la salida.

En la tabla A.1 se resumen las condiciones necesarias para implementar el MZM tanto como modulador de intensidad como modulador de fase.

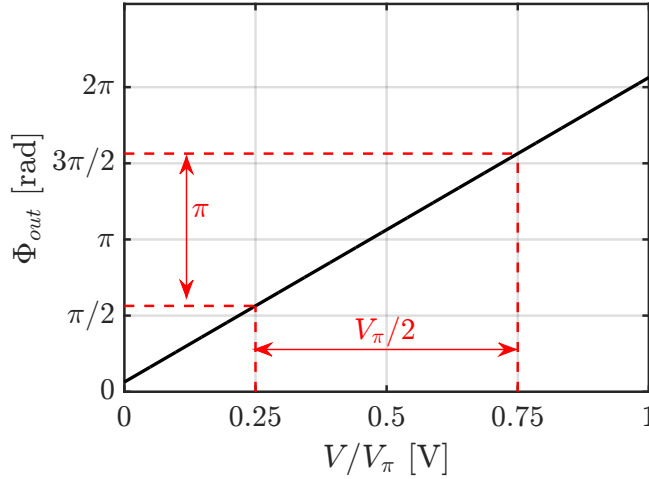


Figura A.3: Transferencia de potencia en función de la tensión aplicada en cada brazo del MZM.

Modulación	Condición	Polarización	Tensión pico a pico
OOK	$v_2(t) = -v_1(t)$	$V_{DC} = 0,75V_\pi$	$V_{p-p} = V_\pi/2$
DPSK	$v_2(t) = v_1(t)$	indistinto	$V_{p-p} = V_\pi/2$

Tabla A.1: Modos de funcionamiento del modulador Mach-Zehnder.

Dual Drive 10Gb/s LN Modulator with Monitor PD

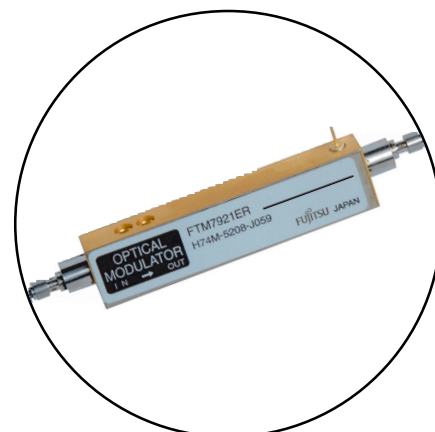
FTM7921ER

FEATURES

- Z-Cut Design Supports Low Drive Voltages
- Zero Chirp Differential Input Design
- Integrated Monitor Photodiode
- GPO RF Input Connectors

DESCRIPTION

The FTM7921ER is a Ti:LiNbO₃ Dual Drive Mach-Zehnder modulator with a modulation speed of up to 10.7 Gb/s. This optical modulator integrates a monitor PD chip and coupler function for the automatic bias control (ABC) to compensate for DC-drift and other phenomena.



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tc=25°C, Unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Condition	Limits			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Storage Temperature	T _{stg}	Ambient	-40	-	85	°C
Operating Case Temperature	T _{op}	Case	-5	-	70	°C
Storage Relative Humidity	RH _{stg}		5	-	95	%
Operating Relative Humidity	RH _{op}		5	-	85	%
DC Input Voltage	V _{in(DC)}		-	-	±16	V
Optical Input Power	P _{in(opt)}		-	-	50	mW
Monitor PD Reverse Voltage	V _{RM}		-	-	20	V
Monitor PD Reverse Current	I _{RM}		-	-	1	mA
Monitor PD Forward Current	I _{FM}		-	-	3	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tc = -5 ~ 70°C, 25 years Unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Condition	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Operating Bit Rate	-		10.7	-	-	Gb/s
Drive Voltage	V _π	At 10.7 Gb/s, Complementary Drive	-	-	2.6	V
Drive Voltage	V _π	At low frequency, single drive, and at each electrode	-	-	4.0	V
DC Bias Voltage	V _{Bias}	Single Bias	-15	-	15	V
RF Input Impedance	Z _{in}	Internally Terminated	39	50	-	Ω
RF Return Loss	S ₁₁	130MHz ~ 5GHz	13	-	-	dB
		5GHz ~ 10GHz	10	-	-	

FTM7921ER Dual Drive 10Gb/s LN Modulator with Monitor PD

OPTICAL SPECIFICATIONS (Tc=-5 ~ 70°C, 25 years)

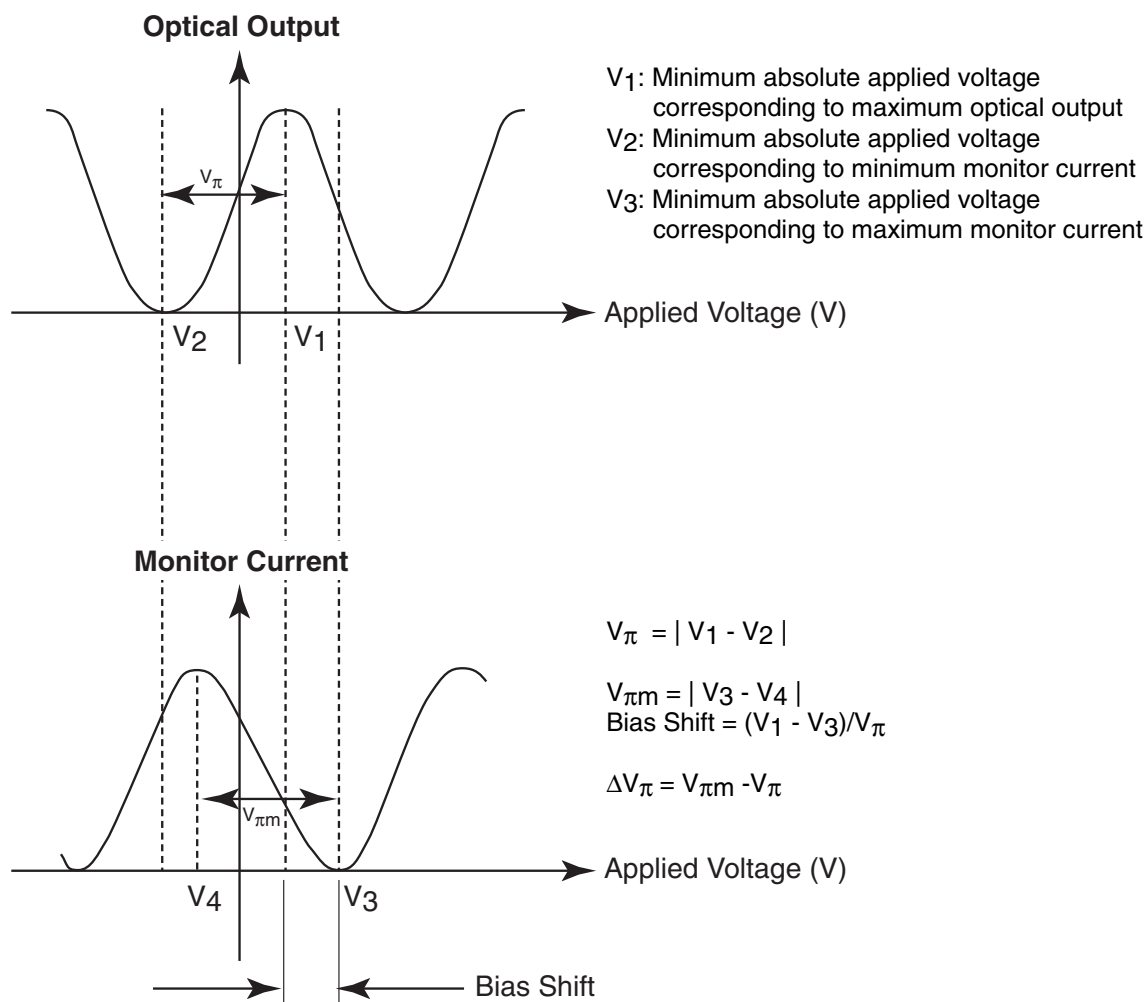
Parameter	Symbol	Condition	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Optical Bandwidth	BW	3dB Down Relative to 130MHz, Small-signal	8.5	-	-	GHz
Operating Wavelength	λ_{op}	C Band	1530	-	1570	nm
		L Band	1570	-	1608	
On/Off Extinction Ratio	R _{ext}	At Low Frequency	18	-	-	dB
		At 10.7Gb/s Complementary Drive	12	-	-	
Optical Return Loss	ORL	BOL, Input & Output	35	-	-	dB
		EOL, Input & Output	30	-	-	
Optical Insertion Loss	IL	C Band, No Connector	-	-	6.0	dB
		L Band, No Connector	-	-	7.0	
RF Input Timing Skew	T _{skw}		-2.5	-	+2.5	ps
Rise Time	t _r	20-80%	-	-	30	ps
Fall Time	t _f	10-90%	-	-	45	ps
Pulse Overshoot	-		-	-	10	%
Pulse Undershoot	-		-	-	10	%
Alpha Parameter	α	Balanced Input	-0.2	-	+0.2	-

ELECTRO-OPTICAL SPECIFICATIONS OF MONITOR PD (Tc=-5 ~ 70°C, 25 years)

Parameter	Symbol	Condition	Limit			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Responsivity	R _{mAC}	-	0.0023	-	0.022	A/W
Bias Shift	-	Note (1)	-20	-	+20	%
Monitor PD V _{π} Difference	ΔV_{π}	Difference at Low Frequency	-0.3	-	0.3	V

Note 1. Reference Table 1 for explanation

Table 1



Note: These measurements are performed at a low frequency of $\leq 100\text{Hz}$.

Bibliografía

- [1] Gnauck, A. H., Winzer, P. J. Optical phase-shift-keyed transmission. *Journal of Lightwave Technology*, **23** (1), 115–130, Jan 2005. [1](#), [5](#)
- [2] Mlejnek, M. Balanced differential phase-shift keying detector performance: an analytical study. *Opt. Lett.*, **31** (15), 2266–2268, Aug 2006. URL <http://ol.osa.org/abstract.cfm?URI=ol-31-15-2266>. [1](#), [5](#)
- [3] Wang, J., Kahn, J. M. Impact of chromatic and polarization-mode dispersions on DPSK systems using interferometric demodulation and direct detection. *Journal of Lightwave Technology*, **22** (2), 362–371, Feb 2004. [1](#), [5](#)
- [4] Cole, C. R. 100-Gb/s and beyond transceiver technologies. *Optical Fiber Technology*, **17** (5), 472 – 479, 2011. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520011000885>, 100G and Beyond. [2](#)
- [5] Mitchell, M., McNicol, J., Dangui, V., Sun, H., Wu, K.-T., Pan, Z., *et al.* Optical integration and multi-carrier solutions for 100G and beyond. *Optical Fiber Technology*, **17** (5), 412 – 420, 2011. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520011000873>, 100G and Beyond. [2](#)
- [6] Seguin, F., Gonthier, F. Tuneable all-fiber delay-line interferometer for DPSK demodulation. En: OFC/NFOEC Technical Digest. Optical Fiber Communication Conference, 2005., tomo 5, págs. 3 pp. Vol. 6–. 2005. [2](#)
- [7] Steffan, A. G., Nielsen, M. L., Tsianos, G., Umbach, A., Boutin, A., Fulop, L., *et al.* 40 Gb/s DPSK receiver module with integrated free-space delay-line-interferometer. págs. 1–3, March 2009. [2](#)
- [8] Hai, M. S., Sakib, M. N., Liboiron-Ladouceur, O. Monolithic 1×2 MMI-Based 25-Gb/s SOI DPSK Demodulator Integrated With SiGe Photodetector. *IEEE Photonics Technology Letters*, **27** (6), 565–568, March 2015. [2](#), [71](#)
- [9] Voigt, K., Zimmermann, L., Winzer, G., Mitze, T., Bruns, J., Petermann, K., *et al.* Performance of 40-Gb/s DPSK demodulator in SOI-technology. *IEEE Photonics Technology Letters*, **20** (8), 614–616, April 2008. [2](#), [71](#)

- [10] Bontempi, F., Faralli, S., Leijtens, X. J., Bolk, J., Contestabile, G., Andrioli, N. A 40 Gb/s InP-monolithically integrated DPSK-demodulator enhanced by cross-gain-compression in an SOA. *Optics Communications*, **340**, 155 – 158, 2015. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401814011365>. 2
- [11] Leijtens, X. JePPIX: the platform for Indium Phosphide-based photonics. *IET Optoelectronics*, **5** (5), 202–206, October 2011. 2
- [12] Costanzo-Caso, P. A., Cuadrado-Laborde, C., Duchowicz, R., Sicre, E. E. Distortion in optical pulse equalization through phase modulation and dispersive transmission. *Optics Communications*, **281** (15), 4001 – 4007, 2008. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401808003672>. 2
- [13] Okada, S., Igarashi, K., Inoue, K. Bit-error-rate improvement of binary phase-shift keying signals with an optoelectronic regenerator based on the feed-forward control of a LiNbO3 intensity modulator. *Optical Fiber Technology*, **24** (Supplement C), 49 – 55, 2015. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1068520015000619>. 2
- [14] Bohn, M., Xia, C. Electrical and optical equalization strategies in direct detected high-speed transmission systems. *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, **63** (7), 526 – 532, 2009. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1434841109001174>. 2
- [15] Nanou, M., Politi, C. T., Stavdas, A., Glentis, G.-O., Georgoulakis, K., Emeretlis, A., *et al.* Cost-effective optical transponders for deployed metropolitan area networks. *Optics Communications*, **380** (Supplement C), 201 – 213, 2016. URL <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0030401816304722>. 2
- [16] Liu, Y., Zhao, S., Zhao, J., Li, X., Yang, J., Yang, J. Gamma radiation impact on performance of DPSK based inter-lite optical communication system. En: 2016 15th International Conference on Optical Communications and Networks (ICOON), págs. 1–3. 2016. 2, 48
- [17] Bosco, G., Poggiolini, P. The impact of receiver imperfections on the performance of optical direct-detection DPSK. *Journal of Lightwave Technology*, **23** (2), 842–848, Feb 2005. 3
- [18] Winzer, P. J., Kim, H. Degradations in balanced DPSK receivers. *IEEE Photonics Technology Letters*, **15** (9), 1282–1284, Sept 2003. 3
- [19] Ho, K.-P. Phase-Modulated Optical Communication Systems. 1^a ed^{ón}. 2005. 5

- [20] Oppenheim, A. V., Schafer, R. W. Discrete-Time Signal Processing, cap. 7. 3^a ed^{ón}. 2010. 28
- [21] Haykin, S. Digital Communication Systems, cap. 7. 2013. 34
- [22] Morero, D. A., Castrillon, M. A., Ramos, F. A., Goette, T. A., Agazzi, O. E., Hueda, M. R. Non-concatenated FEC codes for ultra-high speed optical transport networks. En: 2011 IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011, págs. 1–5. 2011. 37
- [23] Barkat, M. Signal: Detection and Estimation, cap. 7. 2^a ed^{ón}. 2005. 70
- [24] Kroh, M., Unterborsch, G., Tsianos, G., Ziegler, R., Steffan, A. G., Bach, H. G., *et al.* Hybrid integrated 40 Gb/s DPSK receiver on SOI. págs. 1–3, March 2009. 71
- [25] Hai, M. S., Liboiron-Ladouceur, O. Design of a 50-Gb/s SOI-based DPSK demodulator for dense photonic integration. *IEEE Photonics Technology Letters*, **24** (19), 1749–1752, Oct 2012.
- [26] Aamer, M., Griol, A., Brimont, A., Gutierrez, A. M., Sanchis, P., Håkansson, A. Increased sensitivity through maximizing the extinction ratio of SOI delay-interferometer receiver for 10G DPSK. *Opt. Express*, **20** (13), 14698–14704, Jun 2012. URL <http://www.opticsexpress.org/abstract.cfm?URI=oe-20-13-14698>.
- [27] Vyrsokinos, K., Vagionas, C., Mitsolidou, C., Cherchi, M., Harjanne, M., Ylinen, S., *et al.* DPSK-demodulation based on ultra-compact micron-scale SOI platform. págs. 1–3, March 2015. 71

